

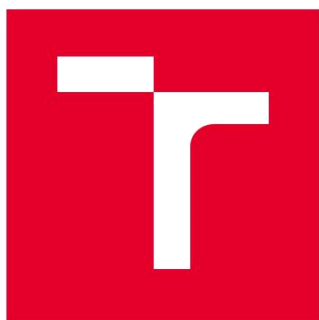
VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2018

Bc. Marek Prát



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

## NÁVRH ELEKTRONICKY REKONFIGUROVATELNÝCH FILTRAČNÍCH STRUKTUR S MODERNÍMI AKTIVNÍMI PRVKY

DESIGN OF ELECTRONICALLY RECONFIGURABLE FILTERING STRUCTURES WITH  
MODERN ACTIVE ELEMENTS

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. Marek Prát

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Telekomunikační a informační technika**

Ústav telekomunikací

**Student:** Bc Marek Prát

**ID:**158215

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2017/18

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh elektronicky rekonfigurovatelných filtračních struktur s moderními aktivními prvky

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Náplní diplomové práce je návrh elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů. Za pomoci vhodné návrhové metody navrhnete alespoň tři nová řešení elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu. Uvažovat můžete libovolně aktivní prvky, ale zaměřte se především na ty prvky, které umožňují říditelnost některého svého parametru (zesílení, vstupní rezistance atd.). Vlastnosti navržených zapojení ověřte pomocí PSpice simulací za použití dostupných modelů aktivních prvků. Zapojení doplňte o dodatečnou analýzu (citlivostní, parazitní). Vybrané zapojení převedte do pobody DPS a proveďte experimentální měření. Následně proveďte srovnání výsledků získaných experimentálním měřením se simulacemi.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrevue – Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1. ISSN: 1213-1539.

[2] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J., DOSTÁL, T. Reconnection-less OTA- based Biquad Filter with Electronically Reconfigurable Transfers. Elektronika Ii Elektrotechnika, 2015, roč. 21, č. 3, s. 33-37. ISSN: 1392-1215.

**Termín zadání:** 5.2.2018

**Termín odevzdání:** 21.5.2018

**Vedoucí práce:** Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

**Konzultant:**

**prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.**  
*předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

## Abstrakt

Cílem diplomové práce bylo navrhnout elektronicky rekonfigurovatelné filtry s říditelnou změnou přenosové funkce za pomoci aktivních prvků v proudovém módu. V první části práce jsou probrány nezbytné znalosti a pojmy pro porozumění této práce, režimy ve kterých obvody pracují, jejich návrhy pomocí grafu signálových toků a vliv parazitních vlastností na obvod. Ve druhé části jsou probrány použité aktivní prvky, jejich schématické značky a zjednodušené M-C grafy. Ve třetí části bylo navrženo a sestaveno 5 elektronicky rekonfigurovatelných obvodů na základě M-C grafů, byly provedeny simulace jejich přenosových charakteristik a parazitních vlastností. Dva obvody byly navrženy, vyrobeny a následně změřeny. Bylo provedeno porovnání naměřených a simulovaných charakteristik.

## Klíčová slova

Kmitočtový filtr, rekonfigurovatelný filtr, proudový mód, zesilovač, OTA, BOTA, MOTA, operační transkonduktanční zesilovač, parazitní analýza, CM, VM, M-C graf, činitel jakosti, charakteristický kmitočet, UCC, univerzální proudový konvektor, CFTA, ZC-CFTA.

## Abstract

The aim of master's thesis was design of electronically reconfigurable filters. Adjustability of pole frequency or quality factor is possible. First part of thesis deals with theoretical analysis of filters, their operation modes, design of frequency filters using Signal-Flow graph method and parasitic analysis. The next part describes active elements used in thesis. In a third part, three reconfigurable filters are described and designed and their simulations and parasitic analysis are made. Last part deals with filter design in EAGLE and experimental measurement.

## Key words

frequency filter, current amplifier, reconfigurable frequency filters, current mode, CM, universal current conveyor, UCC, transconductance amplifier, OTA, BOTA, MOTA, M-C signal flow graphs, Cut-off frequency, quality factor, parasitic analysis, VM, CFTA, ZC-CFTA.

PRÁT, M. *Návrh elektronicky rekonfigurovatelných filtračních struktur s moderními aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D..

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „ Návrh elektronicky rekonfigurovatelných filtračních struktur s moderními aktivními prvky “ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona c. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonu (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Lukášovi Langhammerovi Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a pomoc s DPS.

Brno .....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

## Obsah

Úvod .....	10
<b>1 Základní teoretické znalosti .....</b>	<b>11</b>
1.1 Vlastnosti filtru .....	11
1.2 Základní dělení filtru .....	11
1.3 Pracovní režimy obvodu .....	13
1.4 Metoda návrhu kmitočtových filtrů – graf signálových toků .....	14
1.5 Elektronická rekonfigurace přenosové funkce .....	14
1.6 Parazitní vlastnosti obvodu .....	15
<b>2 Aktivní prvky .....</b>	<b>16</b>
2.1 Operační transkonduktanční zesilovač (OTA) .....	16
2.2 Proudový zesilovač (CA) .....	17
2.3 Proudový konvektor (CCII+/-) .....	18
2.4 Proudový sledovač (CF) .....	18
2.5 Univerzální proudový konvektor (UCC) .....	19
2.6 Proudově sledovací transkonduktanční zesilovač (CFTA) .....	20
<b>3 Návrh elektronicky rekonfigurovatelných struktur .....</b>	<b>22</b>
3.1 Obvod 1 – MOTA + BOTA .....	22
3.1.1 Parazitní analýza obvodu .....	25
3.2 Obvod 2 – 3 MOTA .....	28
3.2.1 Parazitní analýza obvodu 3 MOTA .....	31
3.3 Obvod 3 – 1 CC + 2 MOTA .....	35
3.3.1 Parazitní analýza obvodu .....	39
3.4 Obvod 4 – 2 CFTA + 1 MO-CFTA .....	42
3.4.1 Parazitní analýza obvodu .....	45
3.5 Obvod 5 – 2 ZC-CFTA + 1 CFTA .....	48
3.5.1 Parazitní analýza obvodu .....	50
<b>4 Realizace a experimentální měření .....</b>	<b>54</b>
4.1 Obvod 1 – MOTA + BOTA .....	54
4.2 Obvod 2 – 3 MOTA .....	59
<b>5 Závěr .....</b>	<b>63</b>
Literatura .....	64
Seznam symbolů a zkratk .....	66
Seznam příloh .....	67



<b>Příloha A - Schéma realizovaného obvodu MOTA + BOTA .....</b>	<b>68</b>
<b>Příloha B - schéma realizovaného obvodu 3 MOTA .....</b>	<b>71</b>
<b>Příloha C - přílohy na CD .....</b>	<b>74</b>

## Úvod

Filtr se používá na potlačení nebo propuštění frekvenční složky signálu podle zvolené filtrační funkce. Analogové filtry se používají jako vstupní a výstupní obvody v systémech, kde je potřeba oddělit nežádoucí složky signálu od požadovaných.

Neustálý vývoj výrobních technologií integrovaných obvodů je doprovázen snižováním napájecího napětí, miniaturizací obvodů a tím i snižováním úrovně zpracovávaných signálů. To způsobuje nežádoucí snižování odstupu signálu od šumu. Proto se z napěťového módu přehází na proudový mód, ve kterém pracují všechny obvody v této práci.

Používané simulované aktivní prvky pracují na tranzistorové úrovni, protože některé z obvodů mohou být realizovány do podoby přípravku, je nutné volit jejich parametry s rozumem. Se změnou zesílení proudových zesilovačů v obvodu se změní i sledovaná přenosová funkce filtru.

Simulování modulačních a fázových charakteristik bylo provedeno pomocí programu ORCAD PSPICE. Zjištění rovnice přenosu bylo provedeno pomocí programu SNAP. Návrh desky plošných spojů bylo provedeno v programu EAGLE.

# 1 Základní teoretické znalosti

V této kapitole je popsáno dělení filtrů, jejich vlastnosti, režimy ve kterých pracují a teoretický návrh filtru.

## 1.1 Vlastnosti filtru

Pro porozumění obsahu grafů, a tím i funkci filtru, je nezbytné znát následující pojmy a vlastnosti.

- **Frekvence** nebo-li kmitočet je počet kmitů sledované veličiny za jednotku času.
- **Strmost** filtru je přechod mezi propustným a nepropustným kmitočtovým pásmem, tedy určuje, jak rychle dochází k útlumu signálu v závislosti na frekvenci a je dána v jednotkách decibel na oktavu.

Vlastnosti filtrů vyjadřujeme většinou pomocí modulové a fázové kmitočtové charakteristiky v ustáleném stavu obvodu.

- **Modulová charakteristika** má obě osy logaritmické a zobrazuje strmost v závislosti na frekvenci.
- **Fázová charakteristika** ukazuje, jak se mění fázový posun výstupního signálu ve vztahu k vstupního signálu v závislosti na frekvenci.
- **Transkonduktance operačního zesilovače** nám říká, jak moc se změní výstupní proud při změně vstupního napětí operačního zesilovače.
- **Řád filtru** vyjadřuje složitost obvodového zapojení, čím vyšší je řád, tím vyšší je strmost modulové charakteristiky a tím více se blíží k ideálnímu tvaru.
- **Charakteristický kmitočet**, někdy označován jako mezní kmitočet, je kmitočet, při kterém poklesne přenos o 3 db/okt.
- **Jakost filtru nebo-li činitel jakosti** ovlivňuje tvar modulové a fázové charakteristiky, obvykle se udává v rozmezí 0,5 – 1, je to bezrozměrová veličina. S rostoucí hodnotou činitele jakosti také dochází k růstu strmosti modulu z propustného do nepropustného pásma. To způsobuje změnu charakteristického kmitočtu. Pro maximálně plochou modulovou charakteristiku, by bylo potřeba mít činitel jakosti 0,707 (Butterworthova charakteristika).
- **Skupinové zpoždění** je doba vyjadřující skutečné zpoždění jednotlivých frekvenčních složek signálu při jeho průchodu daným filtrem. Pro kvalitní přenos je nutné, aby tato charakteristika byla v pásmu přenášených frekvencí téměř konstantní. To znamená, že všechny složky signálu s různými frekvencemi jsou zpoždovány stejně a nenastává tvarové zkreslení signálu.

## 1.2 Základní dělení filtru

Filtry se dělí podle několika kritérií, my se budeme zabývat analogovými aktivními kmitočtovými filtry. Dělíme je podle kmitočtového pásma, kde je výstupní signál dán přenosovou funkcí [1].

Přenosovou funkci n-tého řádu můžeme popsat rovnicí

$$K(p) = \frac{\sum_{k=0}^{m} a_k(p)^k}{\sum_{i=0}^n b_i(p)^i} = \frac{a_0 + a_1p + \dots + a_{m-1}p^{m-1} + a_m p^m}{b_0 + b_1p + \dots + b_{n-1}p^{n-1} + b_n p^n} \quad (1.1)$$

kde  $a, b$  jsou reálné koeficienty,  $p = j\omega$  je komplexní proměnná, platí  $m \leq n$ , kde  $n$  je řád filtru

- **Dolní propust DP** (Low Pass-LP)

Signál se přenáší na kmitočtech nižších, než je mezní kmitočet filtru, vyšší jsou tlumeny od mezního kmitočtu.

Přenosová funkce DP 2.řádu :

$$K(p) = \frac{a_0}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (1.2)$$

- **Horní propust HP** (High Pass-HP)

Signál se přenáší na kmitočtech vyšších, než je mezní kmitočet filtru, nižší jsou tlumeny až do mezního kmitočtu.

Přenosová funkce HP 2.řádu :

$$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (1.3)$$

- **Pásmová propust PP** (Band Pass-BP)

Signál se přenáší mezi horním mezním kmitočtem a dolním mezním kmitočtem. Signál na ostatních kmitočtech jsou tlumeny.

Přenosová funkce PP 2.řádu :

$$K(p) = \frac{a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (1.4)$$

- **Pásmová zádrž PZ** (Band Reject-BR)

Signál je tlumen mezi horním mezním kmitočtem a dolním mezním kmitočtem. Na ostatních kmitočtech se signál přenáší. Obecně se PZ skládá z DP+HP nebo jejich inverze iDP+iHP.

Přenosová funkce PZ 2.řádu :

$$K(p) = \frac{a_0 + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (1.5)$$

- **Fázovací článek FČ** (All Pass-AP)

Signál se přenáší na všech kmitočtech, nedochází k utlumení, mění se pouze jeho fázová charakteristika. Obecně se FČ skládá z DP + HP + iPP nebo jejich inverze iDP + iHP + PP.

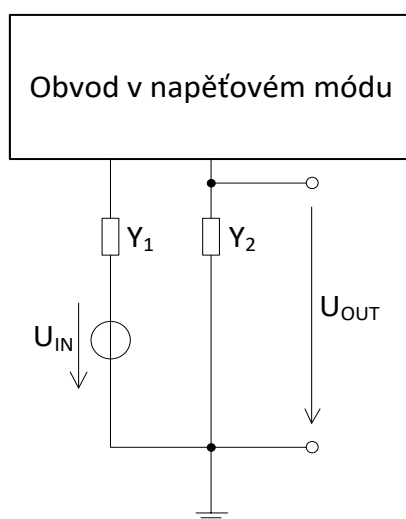
Přenosová funkce FČ 2.řádu :

$$K(p) = \frac{a_0 - a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (1.6)$$

## 1.3 Pracovní režimy obvodu

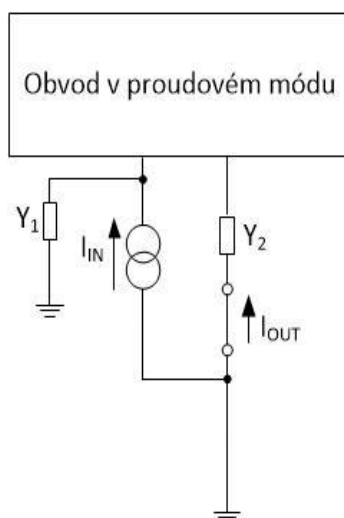
V praxi můžou elektrické obvody pracovat ve třech režimech nebo-li módech[8]. Podle zvoleného módu budíme a řídíme obvod.

- **Napěťový mód** – Napěťový mód (VM) je režim, při kterém sledujeme napětí na výstupu obvodu při napěťovém buzení obvodu (obr.1.1). Tento mód bývá v klasických filtrech (obvody s operačními zesilovači). Obvod je pak buzen zdrojem napětí, který je připojen mezi pasivní dvojpól, resp. aktivní člen a zem. Na výstupu je sledována napěťová odezva snímaná z výstupního uzlu vůči zemi.



Obr.1.1 Obvod pracující v napěťovém módu

- **Proudový mód** – v proudovém módu obvod budíme elektrickým proudem, díky tomu je možné snižovat napájecí napětí a zachovat tak stejné výstupy. Hlavní výhoda proudového režimu je možnost pracovat na vyšších kmitočtech, kde to aktivní prvky v napěťovém módu neumožňují, a s větším dynamickým rozsahem vstupů a výstupů oproti napěťovému módu[2].



Obr.1.2 Obvod pracující v proudovém módu

- **Smíšený mód** – pokud zkombinujeme napěťový a proudový mód, dostaneme mód smíšený. Obvod může být buzen napětím a sledovaná výstupní veličina je proud nebo naopak.

## 1.4 Metoda návrhu kmitočtových filtrů – graf signálových toků

Nejčastěji se používají metody pro návrh filtrů pomocí úplné admitanční sítě nebo s pomocí grafu signálových toků. My se budeme zabývat M-C grafem signálových toků, ty byli použiti pro návrh obvodů [3][4][5][6].

Původně byl navržen Masonem pro popis a řešení lineárních obvodů, později se objevily Coatesovy zobecněné grafy. Tyto metody se sloučily dohromady a vznikly Mason-Coatesovy grafy (zkráceně M-C grafy). Používají se pro návrh nebo popis filtračních obvodů podle předem požadovaného tvaru přenosové funkce.

Pro porozumění výkladu grafů si musíme objasnit jednotlivé body celkové struktury grafů. Základním bodem je uzel, který vysílá nebo přijímá signál, uzlů máme více druhů. Výstupní nebo vstupní uzel, tyto uzly nám v obvodu budou představovat vstupy a výstupy signálů. Dalším bodem je větev, ta nám propojuje jednotlivé uzly. Pomocí větví můžeme definovat cestu. Cesta je tvořena jednou nebo více větvemi, které jsou shodně orientované. Příčná cesta, je taková cesta, která obsahuje libovolný uzel vždy jen jednou. A nakonec je tu vlastní smyčka. Vlastní smyčka, je cesta, která se vrací do výchozího uzlu, vlastní smyčka je taková smyčka, která vychází z jednoho uzlu a vrací se zpět do něj, aniž by prošla uzlem jiným.

Pro výpočet přenosové funkce se využívá Masonovo pravidlo :

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_i P_i \Delta_i, \quad (1.7)$$

kde  $P$  je přenos přímé cesty ze vstupního uzlu  $X$  do výstupního uzlu  $Y$ ,  $\Delta_i$  je determinant části grafu, která se nedotýká  $i$ -té přímé cesty a  $\Delta$  je determinant grafu, ten je dán vztahem (1.8)

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} + \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (1.8)$$

kde  $V$  je součin všech neorientovaných vlastních smyček,  $S_1^{(k)}$  je přenos  $k$ -té orientované smyčky,  $V_1^{(k)}$  je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se  $k$ -tá smyčka nedotýká,  $S_2^{(l)}$  je součin přenosů dvou nedotýkajících se smyček a  $V_2^{(l)}$  je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se  $l$ -tá smyčka nedotýká. Pokud se smyčka nebo  $k$ -tá přímá cesta dotýká všech uzlů, pak součin  $V$ , resp.  $\Delta_k$ , je roven jedné. Výsledek vzorce 1.8 představuje levou stranu charakteristické rovnice (CE), která dominantně ovlivňuje chování daného obvodu. Můžeme tedy lehce navrhnout filtr s požadovanými parametry bez použití speciálního softwaru pro symbolickou analýzu.

## 1.5 Elektronická rekonfigurace přenosové funkce

Změnu přenosové funkce můžeme provést více způsoby, abychom nemuseli přepojovat obvody galvanicky, což není možné pro integrovaný obvod, používáme zesilovače, kdy měníme jejich zesílení z 0 na 1 resp. -1. Tyto zesilovače se obvykle dávají na vstup obvodu MISO (Multiple Input Single Output) nebo na výstup obvodu SIMO (Single Input Multiple Output)[2].

Typ přenosové funkce se mění podle aktivních zesilovačů a jejich zesílení  $B$ , jedna z možných přenosových funkcí je popsána rovnicí (1.9) a řízení přenosové funkce je popsáno kombinacemi zesílení pod ní.

$$K(p) = \frac{-p^2 B_1 C_1 C_2 + p B_2 C_2 g_{m1} - B_3 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.9)$$

inverzní horní propust –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$

pásmová propust –  $B_2 > 0$ , když  $B_1 = B_3 = 0$

inverzní dolní Propust –  $B_3 > 0$ , když  $B_1 = B_2 = 0$

inverzní pásmová zádrž –  $B_1 = B_3 > 0$ , když  $B_2 = 0$

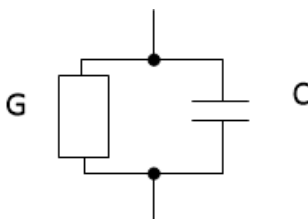
inverzní fázovací článek –  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$

## 1.6 Parazitní vlastnosti obvodu

Parazitní vlastnosti prvků způsobují neideální tvar výstupních charakteristik. Nejčastěji se projevují na vyšších kmitočtech. Zejména vstupní impedance operačních zesilovačů. Každý reálný prvek, i rezistor, má své parazitní vlastnosti.

Každý aktivní prvek má na svém vstupu a výstupu parazitní impedanci  $Z$ , to je převrácená hodnota admitance  $Y$ . Tato admitance se modeluje jako vodivost, reálnou složkou admitance, paralelně zapojená s kondenzátorem, komplexní složkou admitance viz obr. 1.3.

$$Y = G + pC \quad (1.10)$$



Obr.1.3 Model parazitní admitance

Pro sledování změn v modulových a fázových charakteristikách byly použity ideální univerzální proudové konvejory UCC[9], které se dají zapojit jako transkonduktanční zesilovače, konvejory i proudové sledovače použité v této práci. Ideální UCC nemají impedanci závislou na kmitočtu, po připojení admitance na jeho vstup/výstup můžeme pozorovat jaký má na tvar charakteristiky vliv. Pro napětové vstupy aktivních prvků zapojujeme admitance paralelně, pro proudový vstup sériově. Pro napětový výstup aktivních prvků zapojujeme admitance sériově, pro proudový výstup paralelně.

Pro měření parazitních vlastností je zapotřebí zapojit do obvodu všechny admitance a změnou hodnoty jedné pozorujeme změnu výstupní charakteristiky, pozorujeme tak vliv parazitních vlastností na přenos.

Typické hodnoty impedancí pro aktivní prvky:

- OTA – Vstupní impedance  $R_{IN\_OTA} = 1 \text{ M}\Omega$ , kapacita  $C_{IN\_OTA} = 2 \text{ pF}$   
Výstupní impedance  $R_{OUT\_OTA} = 100 \text{ k}\Omega$ , kapacita  $C_{OUT\_OTA} = 2 \text{ pF}$
- CF – Vstupní impedance  $R_{IN\_CF} = 10 \text{ }\Omega$ , kapacita  $C_{IN\_CF} = 2 \text{ pF}$   
Výstupní impedance  $R_{OUT\_CF} = 100 \text{ k}\Omega$ , kapacita  $C_{OUT\_CF} = 2 \text{ pF}$
- EL2082 – Vstupní impedance proudového vstupu  $R_{IN\_EL2082} = 95 \text{ }\Omega$ ,  
kapacita  $C_{IN\_EL2082} = 2 \text{ pF}$   
Výstupní impedance  $R_{OUT\_EL2082} = 1 \text{ M}\Omega$ , kapacita  $C_{OUT\_EL2082} = 5 \text{ pF}$

## 2 Aktivní prvky

V této kapitole jsou popsány aktivní prvky použité v této práci, jejich schématické značky a M-C graf.

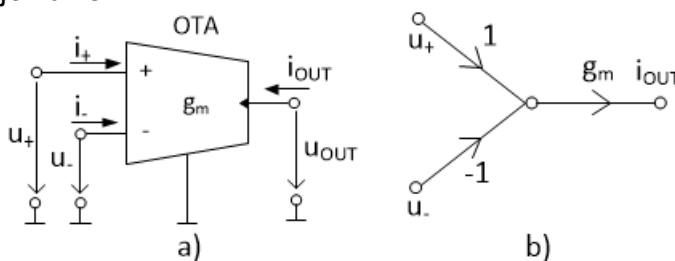
### 2.1 Operační transkonduktanční zesilovač (OTA)

OTA [8] je zdroj proudu řízený napětím s možným nastavením transkonduktance  $g_m$  a jeho chování lze popsat rovnicí

$$i_{OUT} = g_m(u_+ - u_-), \quad (1.11)$$

kde  $i_{OUT}$  je výstupní proud,  $u_+$  je napětí na kladně polarizovaném vstupu,  $u_-$  je napětí na záporně polarizovaném vstupu

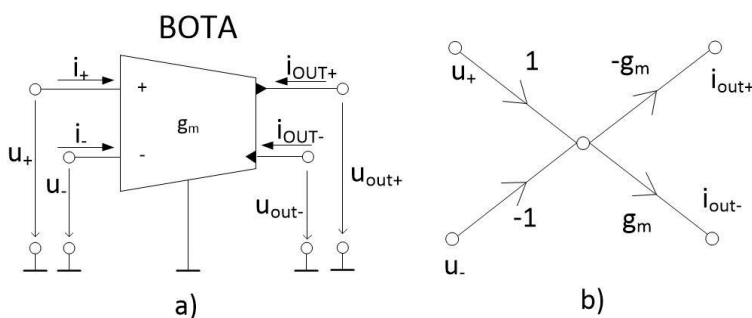
Ideální OTA má nekonečně vysokou vstupní a nekonečně vysokou výstupní impedanci. Jeho transkonduktance je nezávislá na kmitočtu. Reálné vstupní impedance se pohybují v jednotkách MΩ, výstupní impedance v jednotkách stovek kΩ a transkonduktance je závislá na kmitočtu.



Obr. 2.1: a) Schématická značka OTA b) Zjednodušený M-C graf OTA

OTA může mít i více výstupů, podle toho má i jiné označení - BOTA, MOTA.

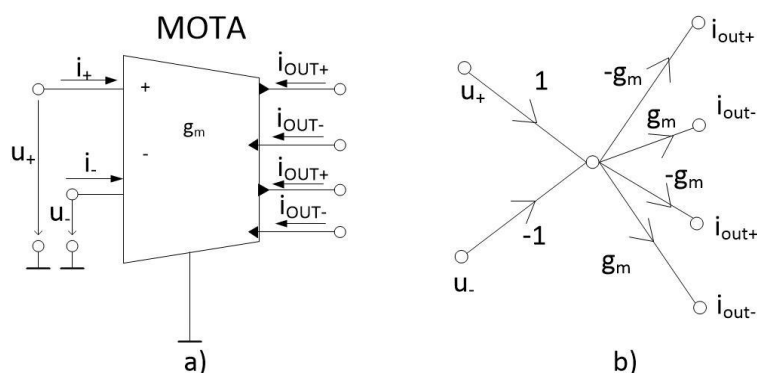
- BOTA – Balanced-output OTA, má jeden kladný a jeden záporný výstup.



Obr.2.2 : a) Schématická značka BOTA b) Zjednodušený M-C graf BOTA



- MOTA – Multiple-output OTA, má 3 nebo více proudových výstupů

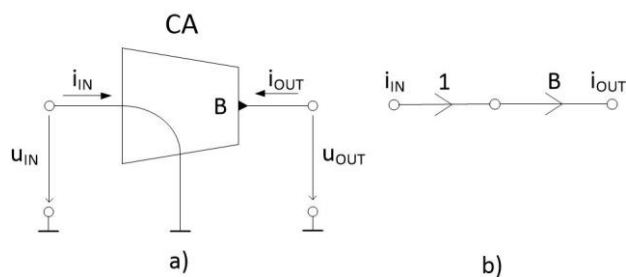


Obr.2.3 : a) Schématická značka MOTA se 4 výstupy b) Zjednodušený M-C graf MOTA

## 2.2 Proudový zesilovač (CA)

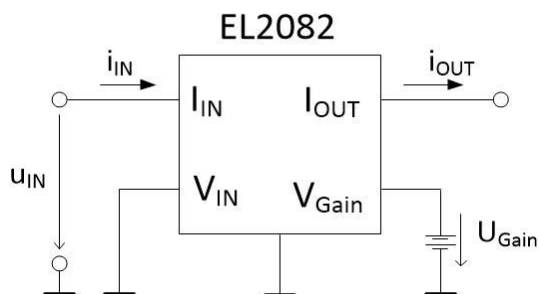
Proudový zesilovač je aktivní prvek s nastavitelným zesílením  $B$ . Výstupní proud se získá vynásobením vstupního proudu zesílením, vyjádřeno rovnicí

$$i_{OUT} = B \cdot i_{IN} \quad (1.12)$$



Obr.2.4 : a) Schématická značka CA b) Zjednodušený M-C graf CA

Pro simulace obvodu byl jako proudový zesilovač použit prvek EL2082 v makromodelové struktuře. Jeho zesílení se nastavuje pomocí stejnosměrného napětí  $V_{GAIN}$  v této práci byl použit rozsah zesílení od 0 do +1, který je přímo úměrný napětí  $V_{GAIN}$ .

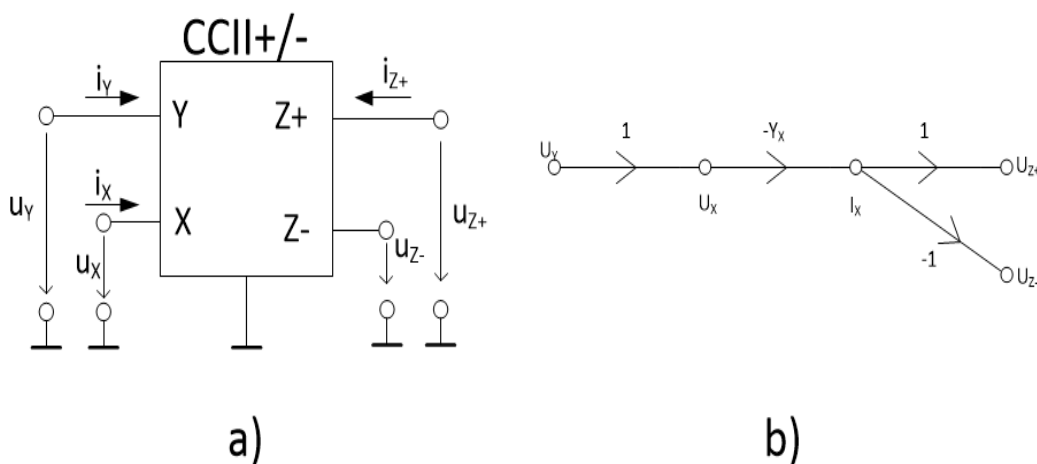


Obr.2.5 : a) Schématická značka EL2082 v proudovém módu

## 2.3 Proudový konvektor (CCII+/-)

Má vysokoimpedanční napěťový vstup  $Y$ , nízkoimpedanční vstup  $X$  a vysokoimpedanční proudový výstup  $Z+$  a  $Z-$ . Bránová napětí a proudy jsou vzájemně vázány soustavou rovnic, která je dána maticovým tvarem

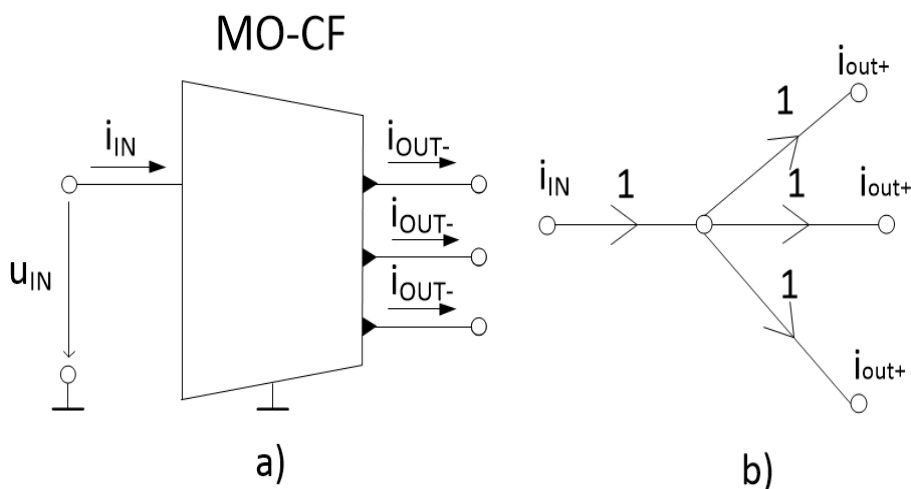
$$\begin{bmatrix} i_Y \\ u_X \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_Y \\ i_X \\ u_{Z+} \\ u_{Z-} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$



Obr.2.6 : a) Schématická značka CCII+/- b) Zjednodušený M-C graf CCII+/-

## 2.4 Proudový sledovač (CF)

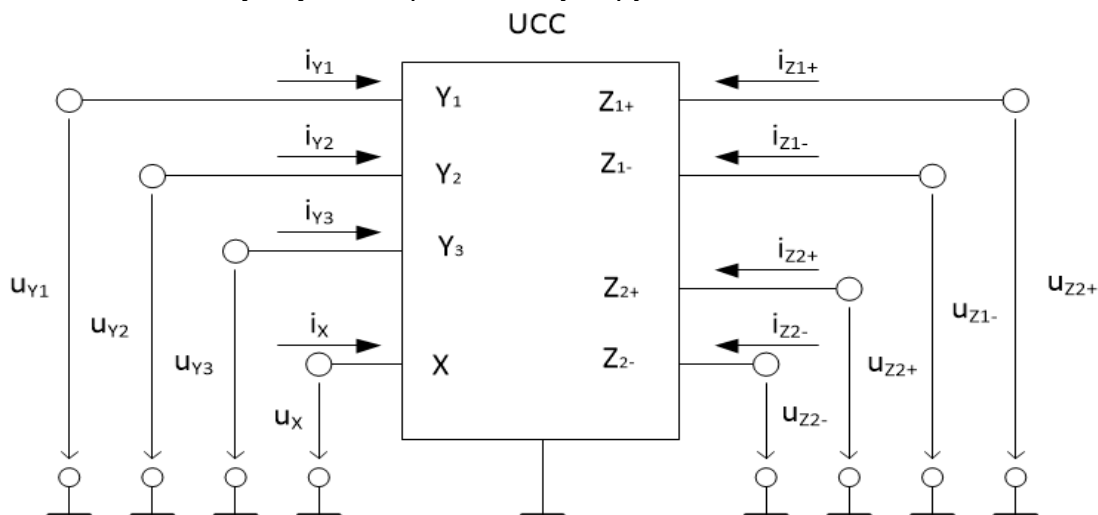
Proudový sledovač zrcadlí proud ze vstupu na výstup. V této práci byl použit MO-CF (Multi-output CF) se třemi kladnými výstupy.



Obr.2.7 : a) Schématická značka MO-CF b) Zjednodušený M-C graf MO-CF

## 2.5 Univerzální proudový konvektor (UCC)

Bylo vyvinuto a vyrobeno VUT ve spolupráci s ON semiconductors pod označením UCC-N1B [9]. V pouzdře UCC-N1B se nachází UCC i proudový konvektor druhé generace CCI+/- . UCC je osmibran s jedním nízkoimpedančním vstupem X, třemi vysokoimpedančními vstupy Y, kde vstupy  $Y_1, Y_2$  jsou rozdílové a vstupy  $Y_1, Y_3$  jsou součtové a má čtyři vysokoimpedanční výstupy Z.



Obr. 2.8 Schématická značka UCC

Chování prvku UCC popisuje následující hybridní matice

$$\begin{bmatrix} i_{Y1} \\ i_{Y2} \\ i_{Y3} \\ u_X \\ i_{Z1+} \\ i_{Z2+} \\ i_{Z1-} \\ i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Y1} \\ u_{Y2} \\ u_{Y3} \\ i_X \\ u_{Z1+} \\ u_{Z2+} \\ u_{Z1-} \\ u_{Z2-} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

UCC je schopen realizovat všechny typy proudových konvektorů podle zapojených vstupů a výstupů dle tabulky níže

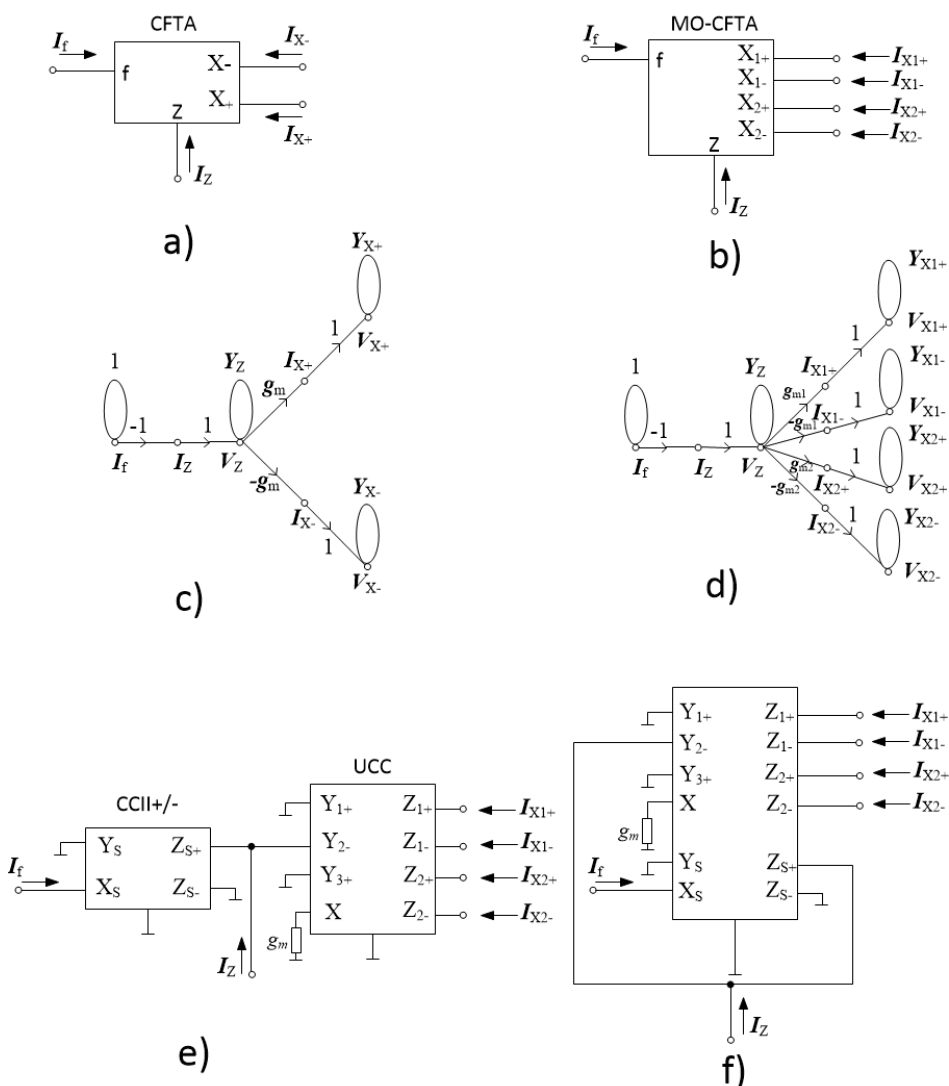
Tabulka 2.1 Realizace proudových konvektorů s použitím UCC s jedním vysokoimpedančním vstupem Y

Typ	Vstup	Výstup	Propojené	Uzemněné
CCI-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1-}$ – výstup Z	$Y_1, Z_1$	$Y_2, Y_3, Z_{2+}, Z_{2-}$
CCI+	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{2+}$ – výstup Z	$Y_1, Z_1$	$Y_2, Y_3, Z_{1-}, Z_{2-}$
CCI+/-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1-}$ – výstup Z- $Z_{2+}$ – výstup Z	$Y_1, Z_{1+}$	$Y_2, Y_3, Z_{2-}$
CCII-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1-}$ – výstup Z		$Y_2, Y_3, Z_{1+}, Z_{2+}, Z_{2-}$
CCII+	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1+}$ – výstup Z		$Y_2, Y_3, Z_{2+}, Z_{1-}, Z_{2-}$
CCII+/-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1-}$ – výstup Z- $Z_{1+}$ – výstup Z		$Y_2, Y_3, Z_{2+}, Z_{2-}$
CCIII-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{2-}$ – výstup Z	$Y_1, Z_{1-}$	$Y_2, Y_3, Z_{1+}, Z_{2+}$
CCIII+	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1+}$ – výstup Z	$Y_1, Z_{1-}$	$Y_2, Y_3, Z_{1+}, Z_{2-}$
CCIII+/-	$Y_1$ – vstup Y	$Z_{1+}$ – výstup Z	$Y_1, Z_{1-}$	$Y_2, Y_3, Z_{2+}$

		$Z_2$ – výstup $Z$ -		
ICCI-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_1$ – výstup $Z$	$Y_2, Z_1$ -	$Y_1, Y_3, Z_{2+}, Z_{2-}$
ICCI+	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_{2+}$ – výstup $Z$	$Y_2, Z_1$ -	$Y_1, Y_3, Z_{1-}, Z_{2-}$
ICCI+/-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_1$ – výstup $Z$ - $Z_{2+}$ – výstup $Z$	$Y_2, Z_{1+}$	$Y_1, Y_3, Z_{2-}$
ICCI-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_1$ – výstup $Z$		$Y_1, Y_3, Z_{1+}, Z_{2+}, Z_{2-}$
ICCI+	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_{1+}$ – výstup $Z$		$Y_1, Y_3, Z_{2+}, Z_{1-}, Z_{2-}$
ICCI+/-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_1$ – výstup $Z$ - $Z_{1+}$ – výstup $Z$		$Y_1, Y_3, Z_{2+}, Z_{2-}$
ICCI-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_2$ – výstup $Z$	$Y_2, Z_1$ -	$Y_1, Y_3, Z_{1+}, Z_{2+}$
ICCI+	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_{1+}$ – výstup $Z$	$Y_2, Z_1$ -	$Y_1, Y_3, Z_{2+}, Z_{2-}$
ICCI+/-	$Y_2$ – vstup $Y$	$Z_{1+}$ – výstup $Z$ $Z_2$ – výstup $Z$ -	$Y_2, Z_1$ -	$Y_1, Y_3, Z_{2+}$

## 2.6 Proudově sledovací transkonduktanční zesilovač (CFTA)

Prvek CFTA (Current Follower Transconductance Amplifier) vznikl kombinací proudového sledovače a transkonduktančního zesilovače. Vstupní část CFTA tvoří proudový sledovač a výstupní část transkonduktanční zesilovač. Pro dosažení více výstupů se používá prvek MO-CFTA[10].

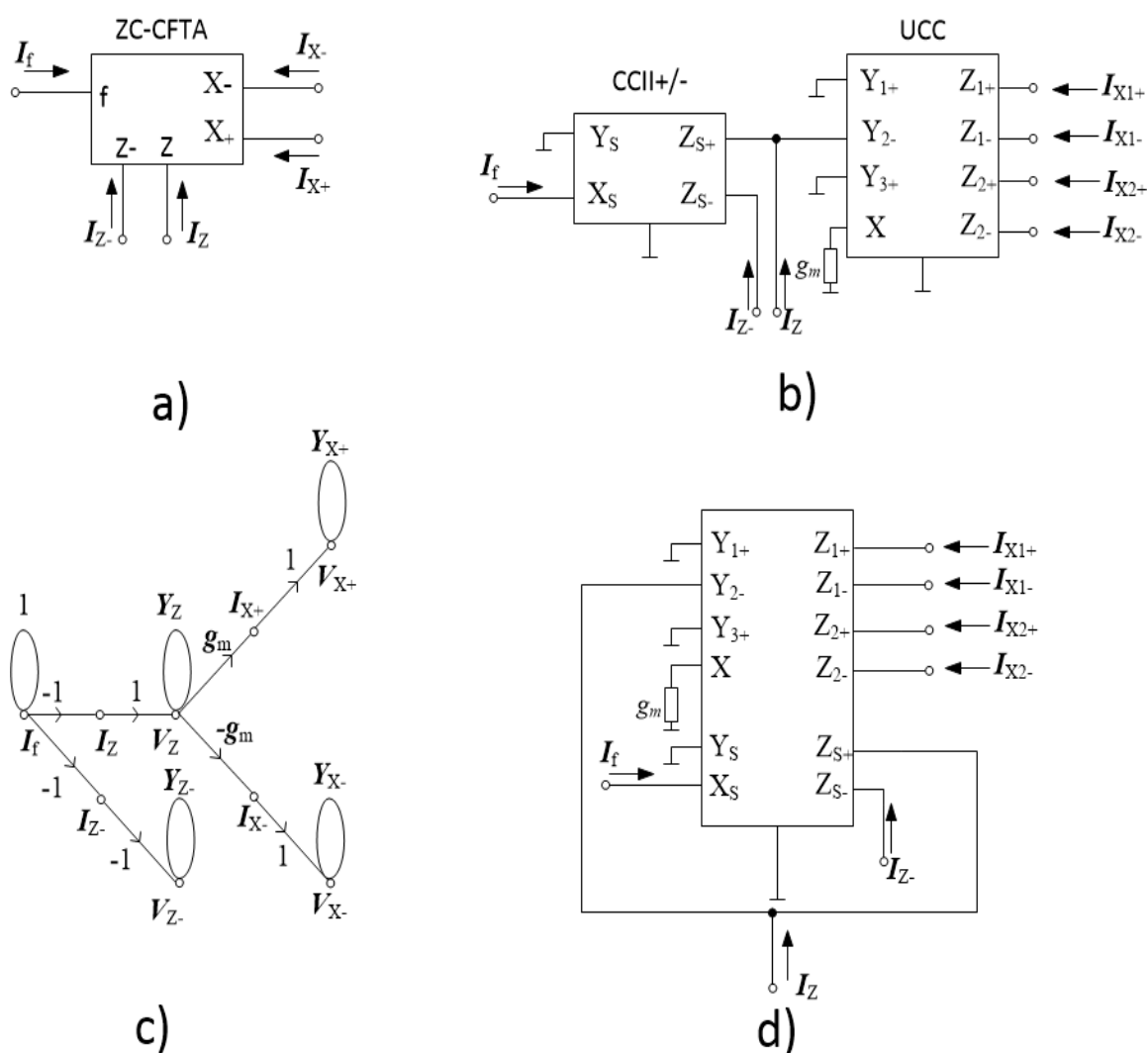


Obr. 2.9 (a) Schématická značka CFTA+/- (b) Schématická značka MO-CFTA+/- (c) Úplný MC graf signálových toků CFTA+/- (d) Úplný MC graf signálových toků MO-CFTA+/- (e) Realizace MO-CFTA+/- dvěma konvejory (f) Realizace MO-CFTA+/- pomocí UCC-N1B

Proud tekoucí do vstupu  $f$  se proudovým sledovačem přenáší na pomocnou svorku  $Z$ . Dále se napětí  $u_z$  převede pomocí transkonduktance na proudy, které tečou do výstupních svorek  $x+$  a  $x-$ . Vztahy mezi jednotlivými vstupy a výstupy prvku CFTA+/- jsou popsány hybridní maticí

$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{x+} \\ i_{x-} \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ g_m & 0 & 0 & 0 \\ -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_z \\ u_{x+} \\ u_{x-} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Další způsob zapojení CFTA je znázorněn na obrázku níže. Jedná se o ZC-CFTA (Z Copy CFTA), který má záporný výstup CCII+/- přivedený na vývod  $Z-$ .



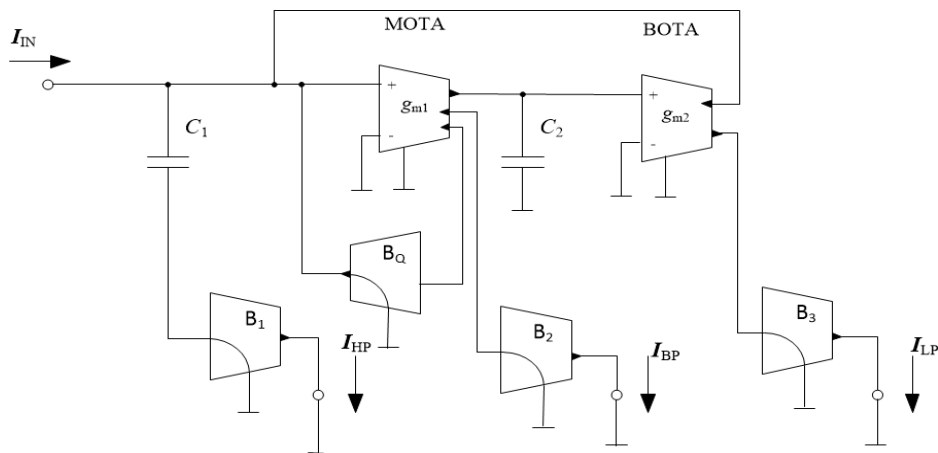
Obr. 2.10 (a) Schématická značka ZC - CFTA (b) Realizace ZC - CFTA+/- dvěma konvejory (c) Zjednodušený MC graf signálových toků ZC - CFTA (d) Realizace ZC - CFTA+/- pomocí UCC-N1B

### 3 Návrh elektronicky rekonfigurovatelných struktur

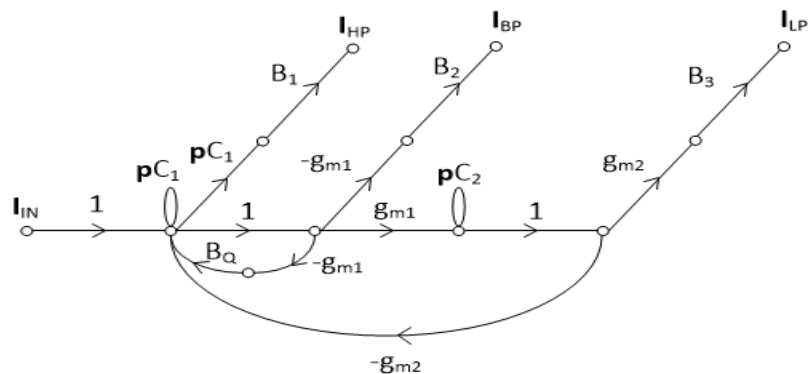
Tato kapitola obsahuje navržené filtrační struktury v proudovém módu, jejich modulové charakteristiky, změnu mezní frekvence při změně transkonduktance a parazitní analýzu každého obvodu. Všechny obvody jsou filtry druhého řádu.

#### 3.1 Obvod 1 – MOTA + BOTA

Je to známé zapojení typu SIMO[11]. Obvod se skládá z transkonduktančního zesilovače MOTA, BOTA, 2 kondenzátorů a pro nastavení přenosové funkce používá 3 proudové zesilovače se zesilením  $B_1, B_2, B_3$ . Je možné řídit změnu činitele jakosti pomocí zesilovače  $B_Q$ .



Obr.3.1: Schéma zapojení filtru MOTA + BOTA



Obr.3.2: M-C graf filtru MOTA + BOTA

Z M-C grafu byla zjištěna charakteristická rovnice obvodu označena jako **CE**

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p B_Q C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} \quad (1.16)$$

Pro normální funkci obvodu předpokládejme  $B_Q = 1$ . Z koeficientů charakteristické rovnice 3.1 lze vypočítat úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$ .

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (1.17)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_1 g_{m2}}{B_Q^2 C_2 g_{m1}} \quad (1.18)$$

Přenosová funkce  $K(p)$  byla zjištěna programem SNAP

$$K(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 B_1 - p C_2 g_{m1} B_2 + g_{m1} g_{m2} B_3}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.19)$$

Jeho přenosové funkce mohou být DP, HP, iPP, PZ a FČ. Pro získání výstupních přenosů musíme nastavit následující kombinace zesilovačů v obvodu

- HP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- iPP –  $B_2 > 0$ , když  $B_1 = B_3 = 0$
- DP –  $B_3 > 0$ , když  $B_1 = B_2 = 0$
- PZ –  $B_1 = B_3 > 0$ , když  $B_2 = 0$
- FČ –  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$

$$K_{HP}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.20)$$

$$K_{iPP}(p) = \frac{-p C_2 g_{m1}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.21)$$

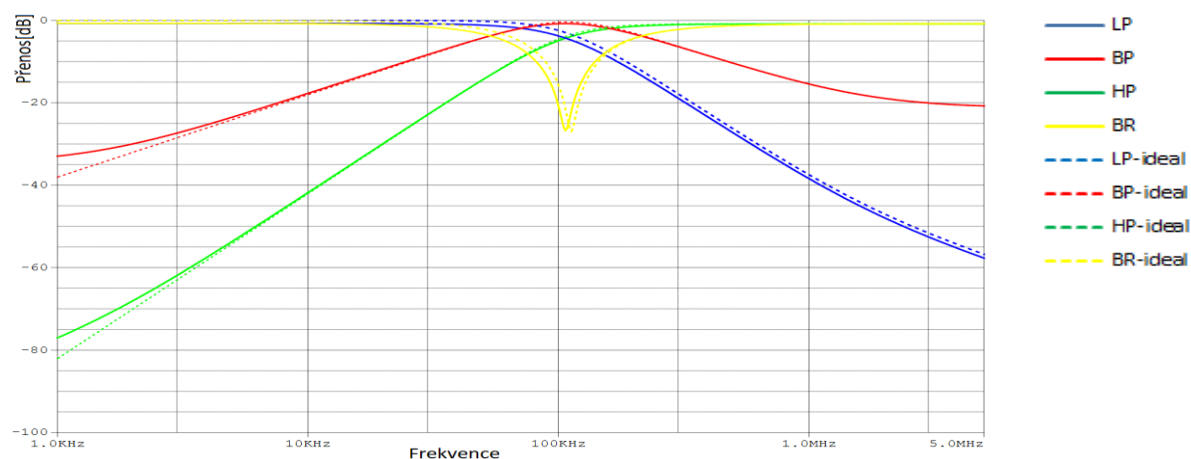
$$K_{LP}(p) = \frac{g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.22)$$

$$K_{PZ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.23)$$

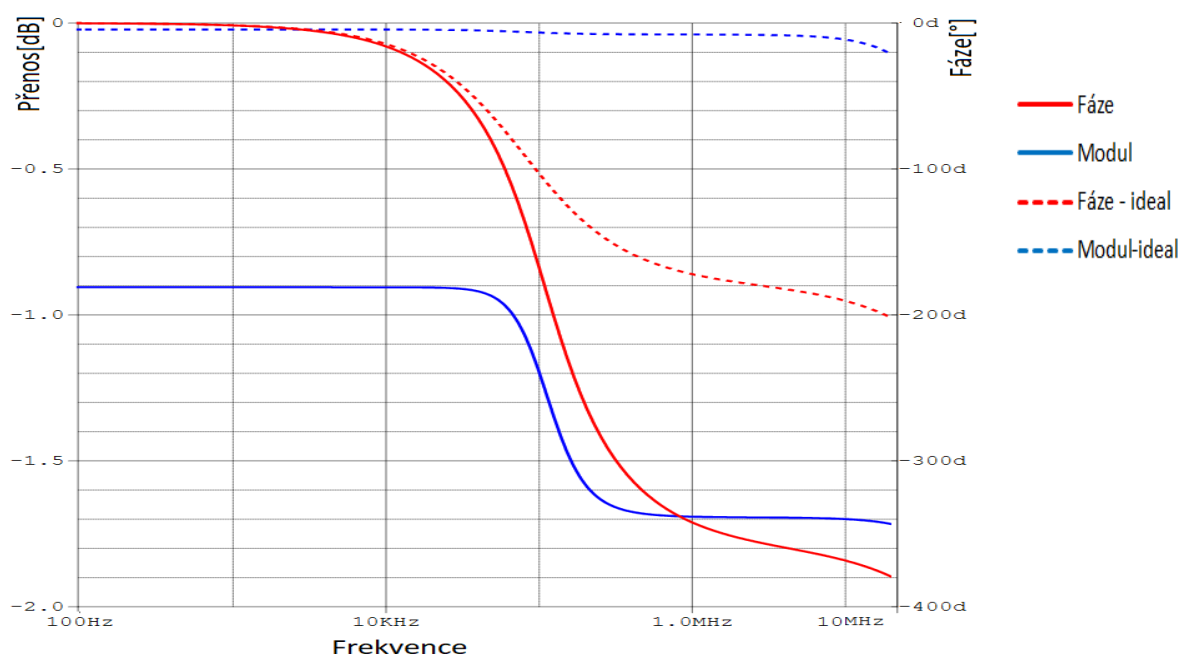
$$K_{FČ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 - p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.24)$$

Pro zjištění modulové charakteristiky byly parametry obvodu následující:

$g_{m1} = g_{m2} = 1mS$ ,  $C_1 = 1nF$ ,  $C_2 = 2nF$  pro mezní kmitočet 110KHz a činitel jakosti 0,707.



Obr.3.3: Modulová charakteristika filtru MOTA + BOTA



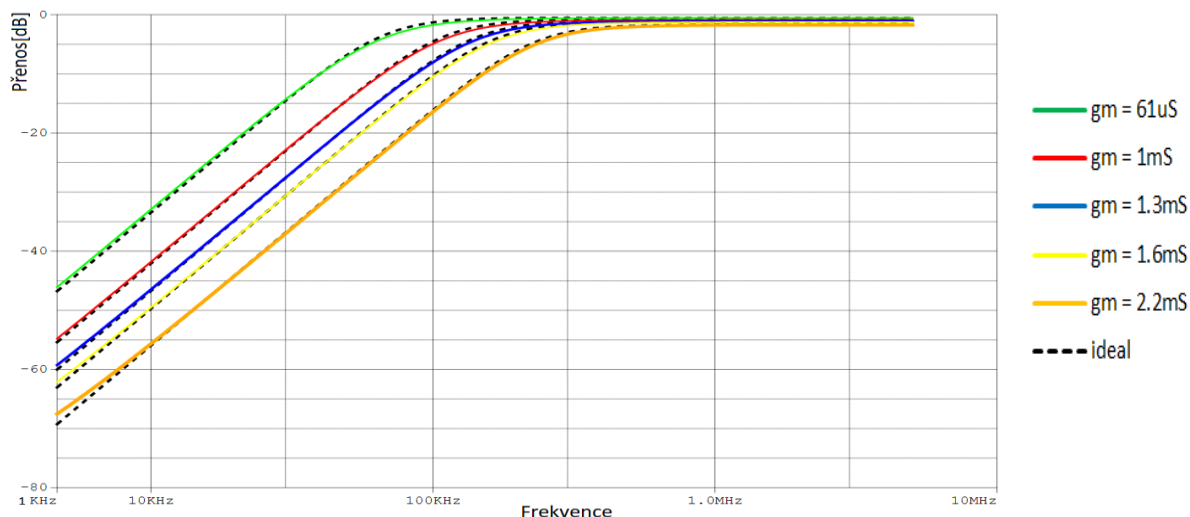
Obr.3.4: Modulová a fázová charakteristika FČ filtru MOTA + BOTA

Byly také provedeny simulace pro zjištění, jak se mění frekvence obvodu v závislosti na transkonduktanci, oba operační zesilovače byly nastaveny na stejnou hodnotu transkonduktance, aby byl zachován činitel jakosti na 0,707.

Tabulka 3.1 Závislost charakteristické frekvence na transkonduktanci

$g_m$ (S)	$f_m$ (KHz) - vypočítané	$f_m$ (KHz) - simulované
61u	69	70
1m	110	113
1.3m	150	145
1.55m	180	171
2.2m	250	238





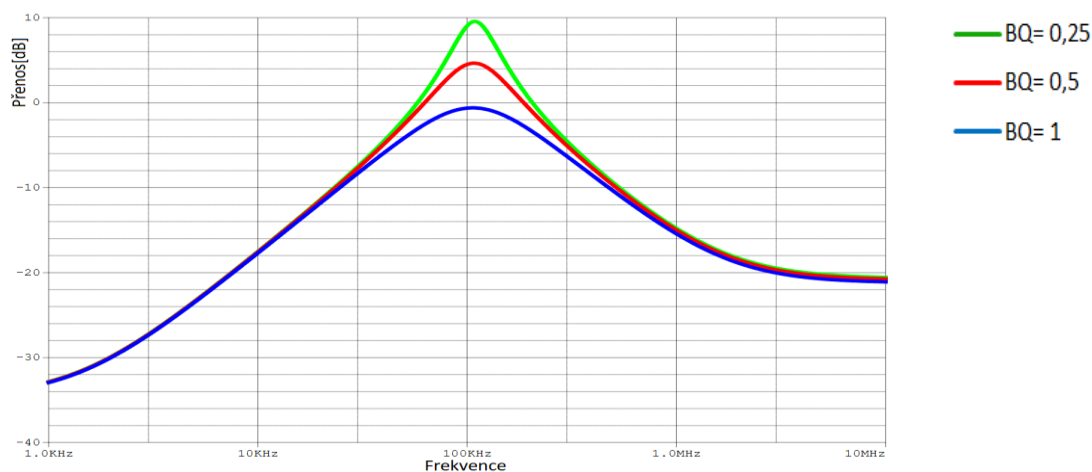
Obr.3.5: Změna mezního kmitočtu v modulové charakteristice v závislosti na transkonduktanci obvodu MOTA + BOTA

Činitel jakosti je nepřímo úměrný napětí  $V_{GAIN}$  na zesilovači  $B_Q$ . Byly provedeny simulace se změnou  $B_Q$  na hodnoty 0.25, 0.5, 1.

Podle rovnice (3.3) lze vypočítat činitel jakosti do tabulky

Tabulka 3.2 Závislost činitele jakosti Q na zesílení  $B_Q$

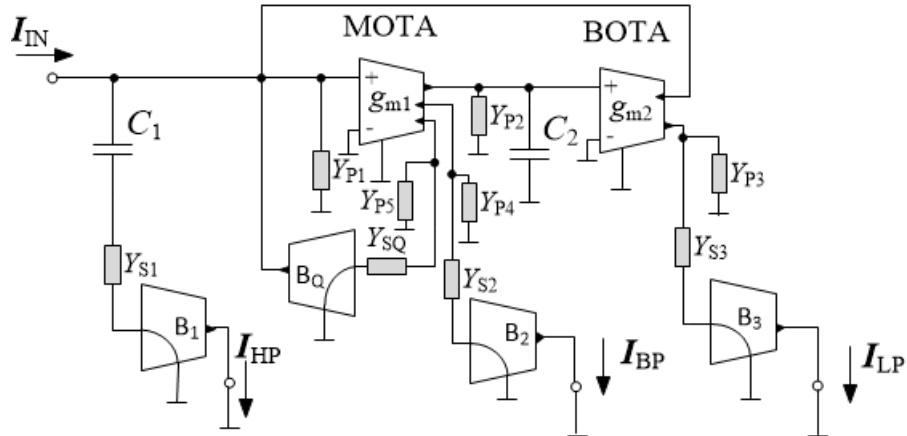
$B_Q$	0.25	0.5	1
Q vypočítané	1.4	1	0.707
Q simulované	1.9	1.3	0.67



Obr.3.6: Změna činitele jakosti pro různá zesílení  $B_Q$  obvodu MOTA + BOTA

### 3.1.1 Parazitní analýza obvodu

Parazitní analýza obvodu byla provedena s ideálním UCC konvejem, zapojeným jako OTA a doplněným o admittance podle obrázku níže. Imaginární složka všech admitancí byla zvolena  $C = 2pF$ , vlastní vodivost byla zvolena  $10uS$  (odporově  $100k\Omega$ ) pro výstup OTA a  $1uS$  (odporově  $1M\Omega$ ) pro vstup OTA. Vstupní vodivost do EL2082 byla zvolena  $95\Omega$ . Největší vliv na modulovou charakteristiku má admittance  $Y_{P2}$ . Konduktance  $G_{P2}$  se projevuje na nižších kmitočtech, kapacitance  $C_{P2}$  na kmitočtech vyšších.



Obr.3.7: Filtrační obvod MOTA + BOTA doplněný o parazitní admittance

Parazitní admittance z obvodu můžeme popsat následujícími rovnicemi.

$$Y_{P1} = G_{P1} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{IN\_MOTA}} + \frac{1}{R_{OUT\_BOTA}} + \frac{1}{R_{OUT\_BQ}} + p(C_{IN\_MOTA} + C_{OUT\_BOTA} + C_{OUT\_BQ}) \quad (1.25)$$

$$Y_{P2} = G_{P2} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA}} + \frac{1}{R_{IN\_BOTA}} + p(C_{OUT\_MOTA} + C_{IN\_BOTA}) \quad (1.26)$$

$$Y_{P3} = G_{P3} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{OUT\_BOTA}} + pC_{OUT\_BOTA} \quad (1.27)$$

$$Y_{P4} = G_{P4} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA}} + pC_{OUT\_MOTA} \quad (1.28)$$

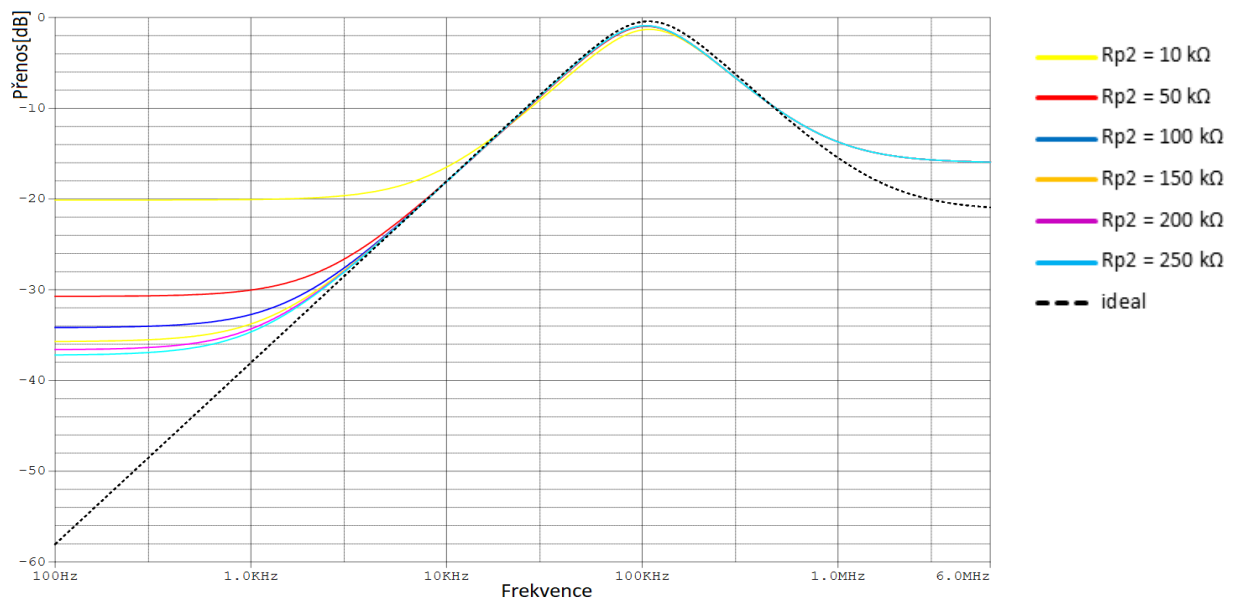
$$Y_{P5} = G_{P5} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA}} + pC_{OUT\_MOTA} \quad (1.29)$$

$$Y_{S1} = G_{S1} + pC_{S1} = \frac{1}{R_{IN\_B1}} + pC_{IN\_B1} \quad (1.30)$$

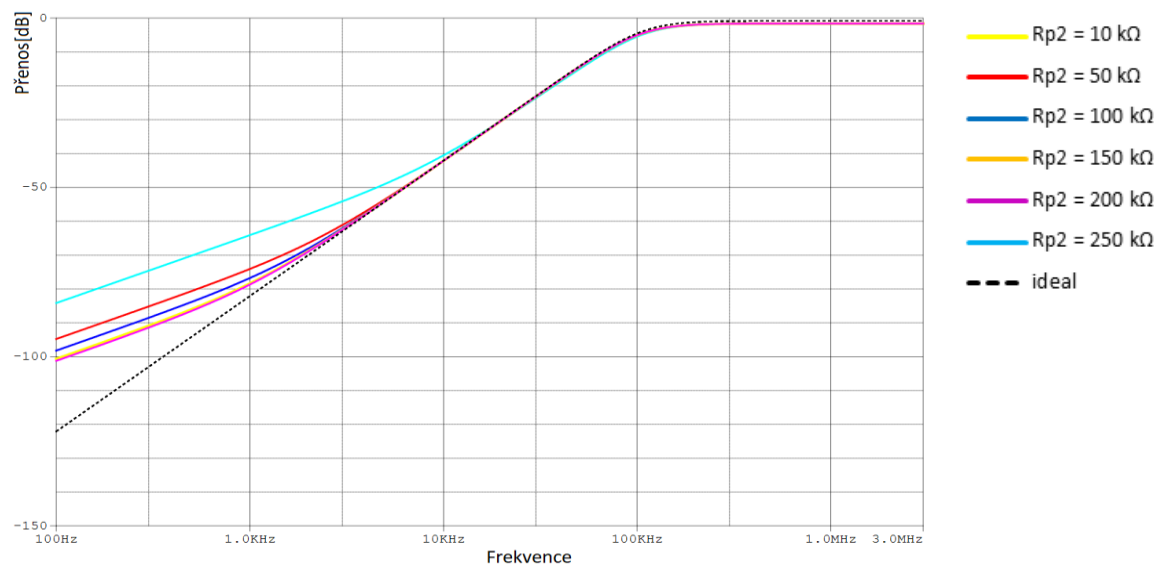
$$Y_{S2} = G_{S2} + pC_{S2} = \frac{1}{R_{IN\_B2}} + pC_{IN\_B2} \quad (1.31)$$

$$Y_{S3} = G_{S3} + pC_{S3} = \frac{1}{R_{IN\_B3}} + pC_{IN\_B3} \quad (1.32)$$

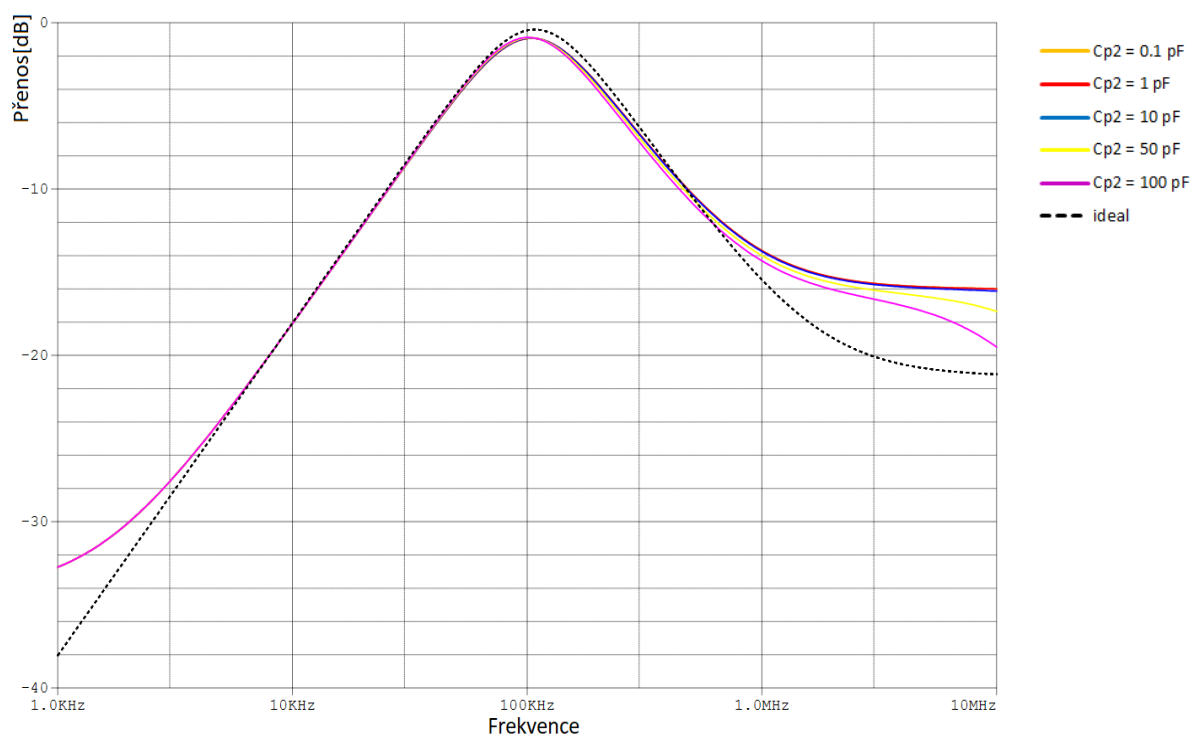
$$Y_{SQ} = G_{SQ} + pC_{SQ} = \frac{1}{R_{IN\_BQ}} + pC_{IN\_BQ} \quad (1.33)$$



Obr.3.8: Vliv  $R_{p2}$  parazitní admittance na PP filtru s  $C_{p2} = 2 \text{ pF}$



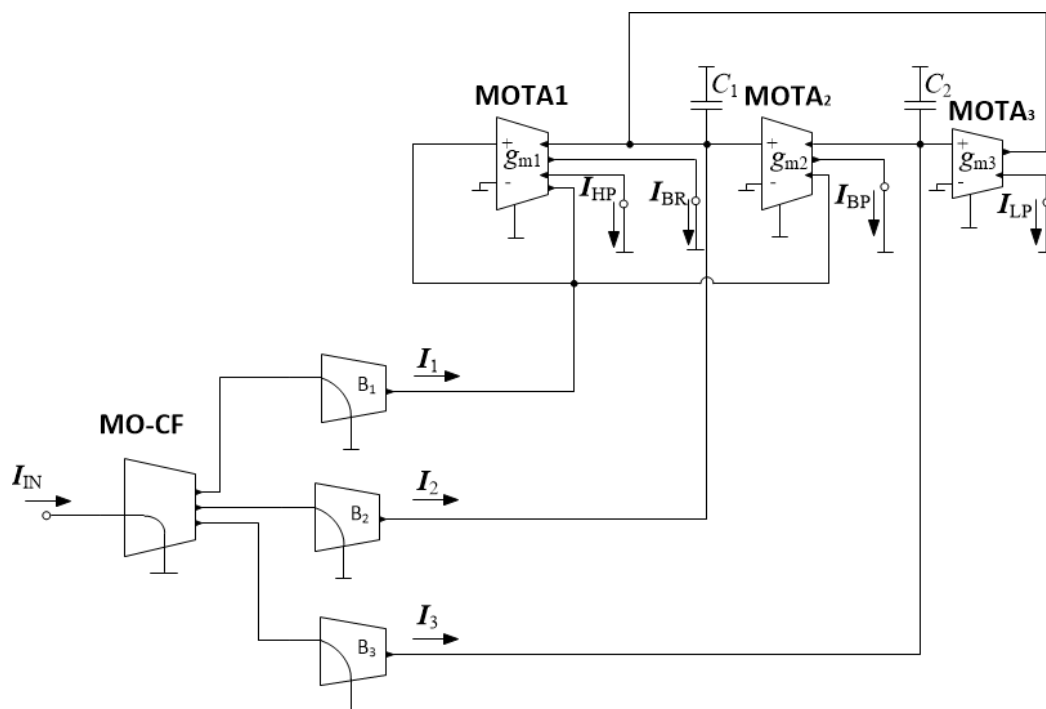
Obr.3.9: Vliv  $R_{p2}$  parazitní admittance na HP filtru s  $C_{p2} = 2 \text{ pF}$



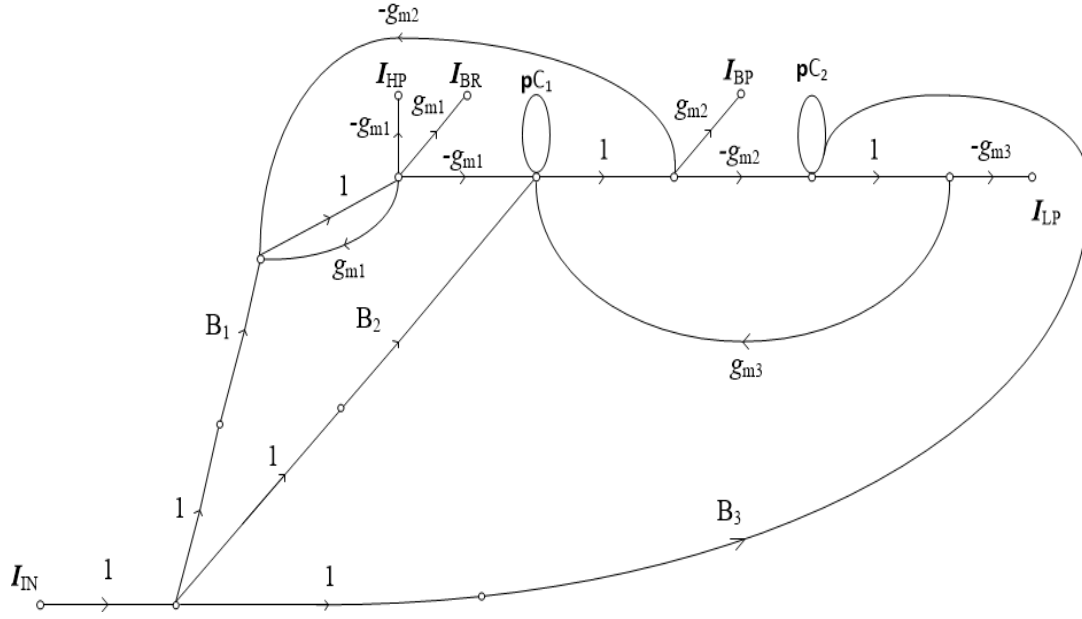
Obr.3.10: Vliv  $C_{p2}$  parazitní admittance na PP filtru s  $R_{p2} = 100 \text{ k}\Omega$

### 3.2 Obvod 2 – 3 MOTA

Obvod typu SIMO[12], využívá proudový sledovač, 3 více výstupové operační transkonduktanční zesilovače, 2 kondenzátory a 3 proudové zesilovače pro nastavení přenosové funkce se zesílením  $B_1, B_2, B_3$ .



Obr.3.11: Schéma zapojení 3 MOTA



Obr.3.12: M-C graf obvodu 3 MOTA

Z M-C grafu byla zjištěna charakteristická rovnice

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m2} + g_{m2} g_{m3} \quad (1.34)$$

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} \quad (1.35)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_1 g_{m3}}{C_2 g_{m2}} \quad (1.36)$$

Pro získání výstupních přenosů musíme nastavit následující kombinace zesilovačů v obvodu Obvo:

- iPP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- iDP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- PZ –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- iFČ –  $B_1 = B_2 > 0$ , když  $B_3 = 0$
- iHP –  $B_1 = B_3 > 0$ , když  $B_2 = 0$

$$K_{PZ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 + g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m2} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1.37)$$

$$K_{iPP}(p) = \frac{-p C_2 g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m2} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1.38)$$

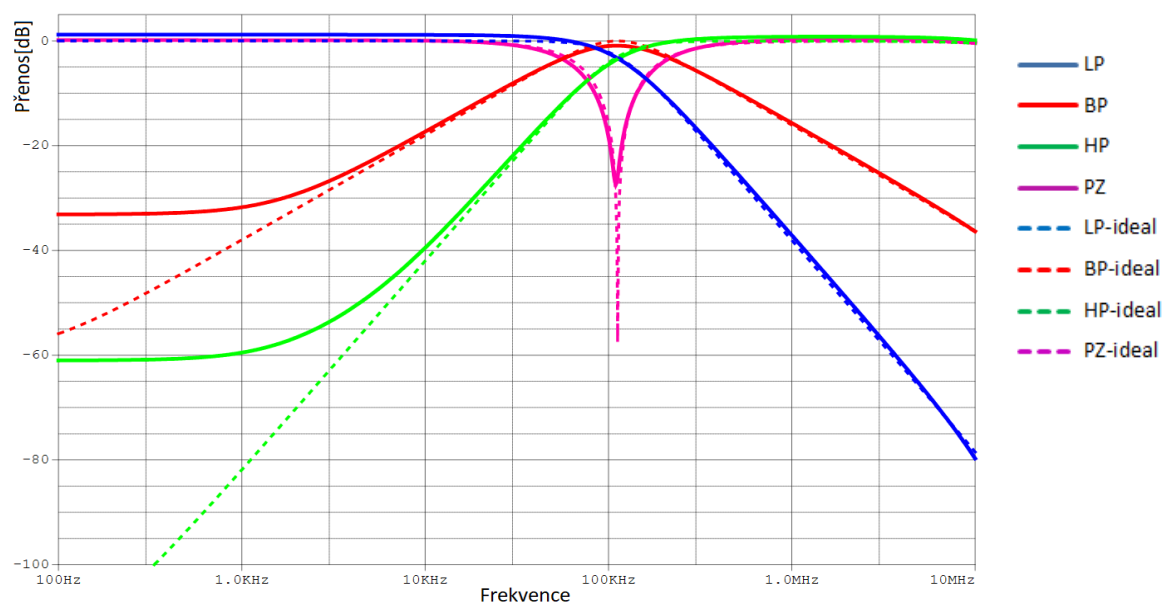
$$K_{iDP}(p) = \frac{-g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m2} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1.39)$$

$$K_{iHP}(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m2} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1.40)$$

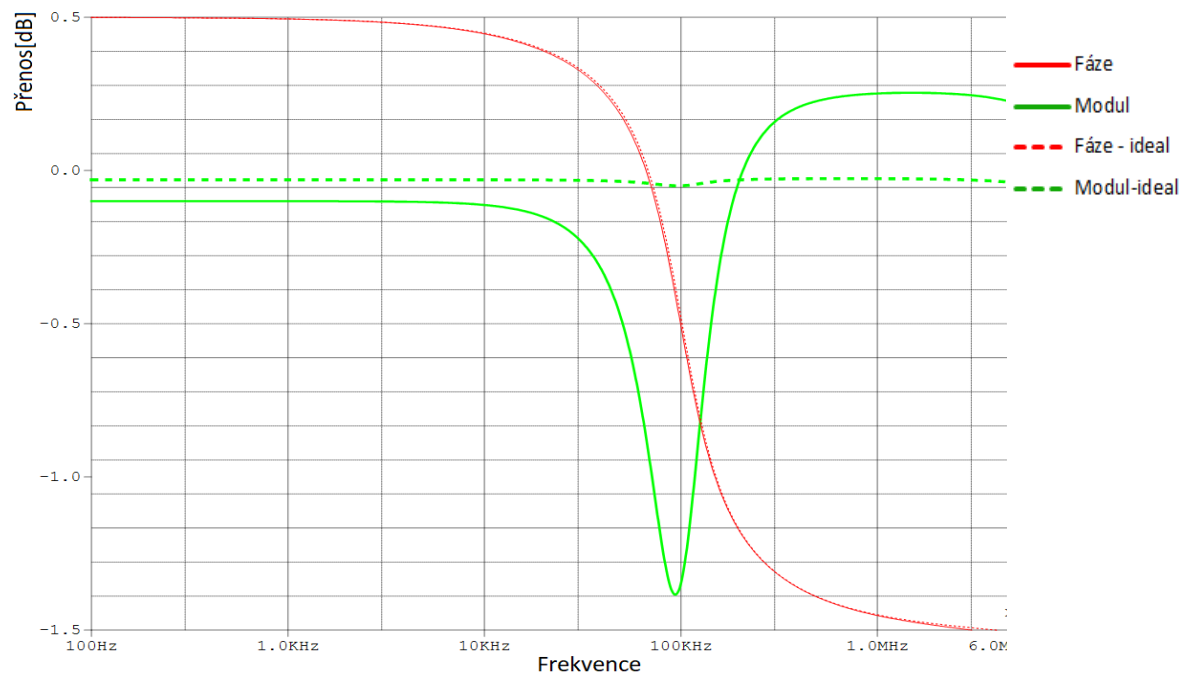
$$K_{F\check{C}}(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m2} - g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m2} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1.41)$$

Pro zjištění modulové charakteristiky byly parametry obvodu následující:

$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = 1 \text{ mS}$ ,  $C_1 = 1 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 2 \text{ nF}$  pro mezní kmitočet 110 KHz a činitel jakosti 0,707.



Obr.3.13: Modulová charakteristika obvodu 3 MOTA pro DP, BP, HP, PZ



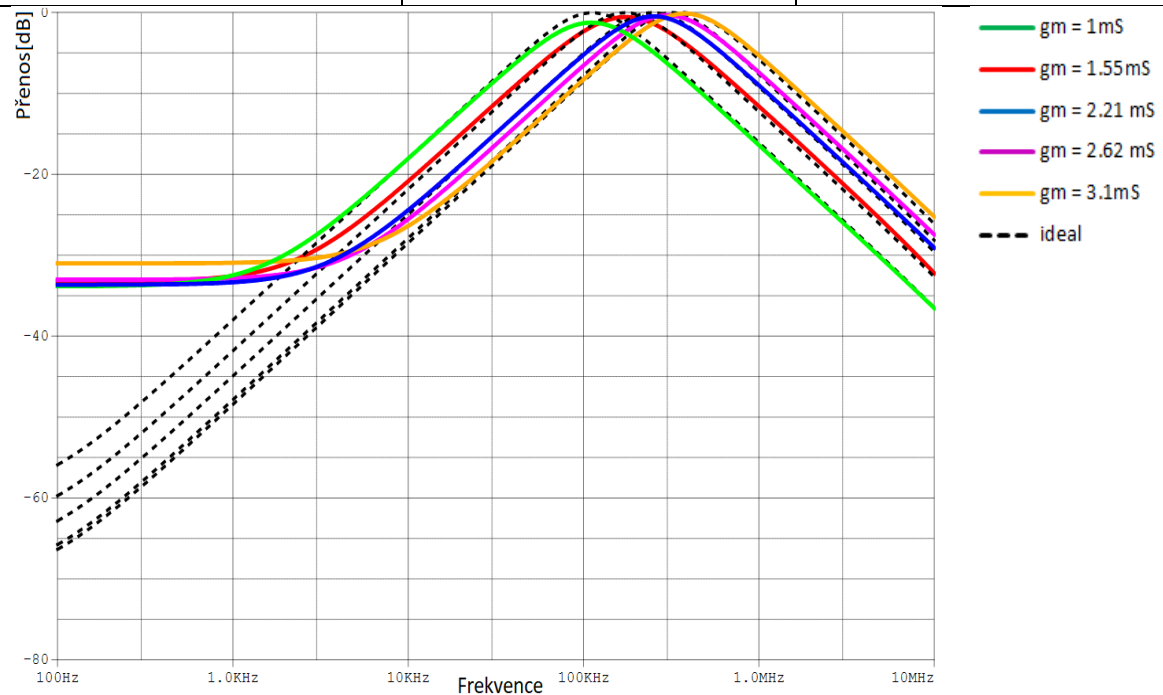
Obr.3.14: Modulová a fázová charakteristika obvodu 3 MOTA pro FČ

Modulové i fázové charakteristiky se podobají ideálním od kmitočtu 10 kHz až do kmitočtu 10 MHz.

Byly také provedeny simulace pro zjištění, jak se mění frekvence obvodu v závislosti na transkonduktanci, operační zesilovače MOTA<sub>2</sub>, MOTA<sub>3</sub> byly nastaveny na stejnou hodnotu transkonduktance, aby byl zachován činitel jakosti na 0,707.

Tabulka 3.3 Závislost mezní frekvence na transkonduktanci

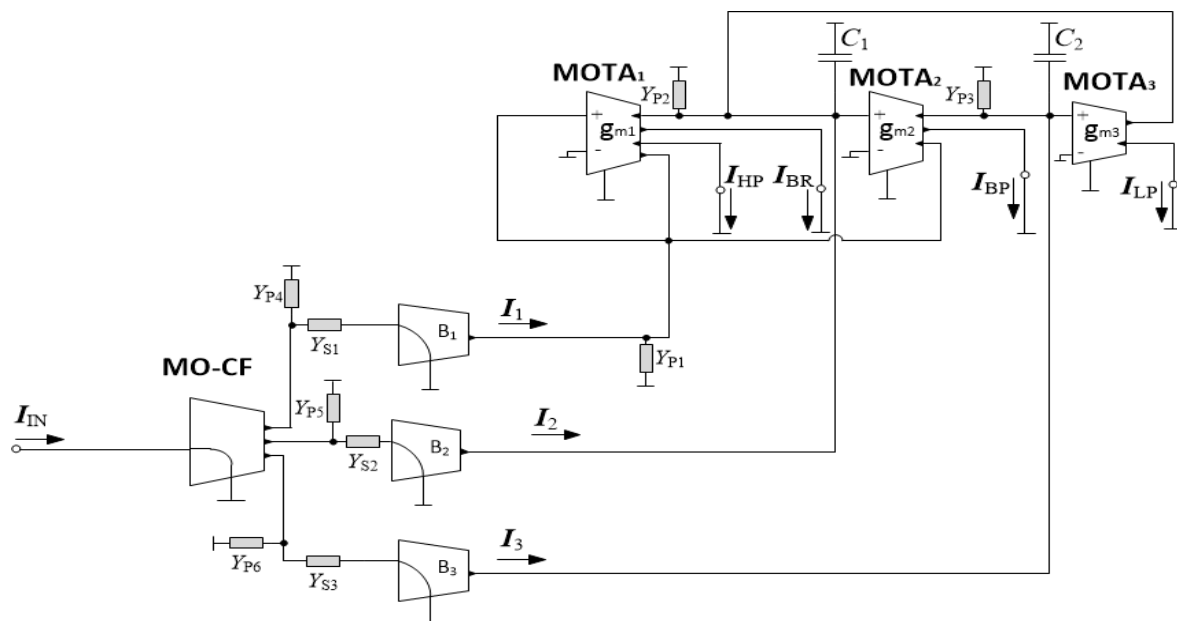
$g_{m2} = g_{m3}$ (mS)	$f_m$ (KHz) - vypočítané	$f_m$ (KHz) - simulované
1	110	111
1.55	170	173
2.21	250	251
2.62	290	302
3.26	370	380



Obr.3.15: Změna mezního kmitočtu v modulové charakteristice v závislosti na transkonduktanci obvodu 3 MOTA, kde  $g_m = g_{m2} = g_{m3}$

### 3.2.1 Parazitní analýza obvodu 3 MOTA

Parazitní analýza obvodu byla provedena s ideálními UCC konvejory, zapojenými jako OTA a doplněným o admittance podle obrázku níže. Imaginární složka všech admittancí byla zvolena  $C = 2pF$ , vlastní vodivost byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ) pro výstup OTA a  $1\mu S$  (odporově  $1M\Omega$ ) pro vstup OTA. Vstupní vodivost do CA byla zvolena  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ). Největší vliv na modulovou charakteristiku má admittance  $Y_{p2}$ . Výstupní vodivost z CF byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ). Konduktance  $G_p$  se projevují na nižších kmitočtech, kapacitance  $C_{p2}$  na kmitočtech vyšších.



Obr.3.16: Filtrační obvod 3 MOTA doplněný o parazitní admittance

Parazitní admittance z obvodu můžeme popsat následujícími rovnicemi.

$$Y_{P1} = G_{P1} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{IN\_MOTA1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA2}} + \frac{1}{R_{OUT\_CA1}} + \quad (1.42)$$

$$+ p(C_{IN\_MOTA1} + C_{OUT\_MOTA1} + C_{OUT\_MOTA2} + C_{OUT\_CA1})$$

$$Y_{P2} = G_{P2} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{IN\_MOTA2}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA3}} + \frac{1}{R_{OUT\_CA2}} + \quad (1.43)$$

$$+ p(C_{IN\_MOTA2} + C_{OUT\_MOTA1} + C_{OUT\_MOTA3} + C_{OUT\_CA2})$$

$$Y_{P3} = G_{P3} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{IN\_MOTA3}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA2}} + \frac{1}{R_{OUT\_CA3}} + \quad (1.44)$$

$$+ p(C_{IN\_MOTA3} + C_{OUT\_MOTA2} + C_{OUT\_CA3})$$

$$Y_{P4} = G_{P4} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + pC_{OUT\_MO-CF} \quad (1.45)$$

$$Y_{P5} = G_{P5} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + pC_{OUT\_MO-CF} \quad (1.46)$$

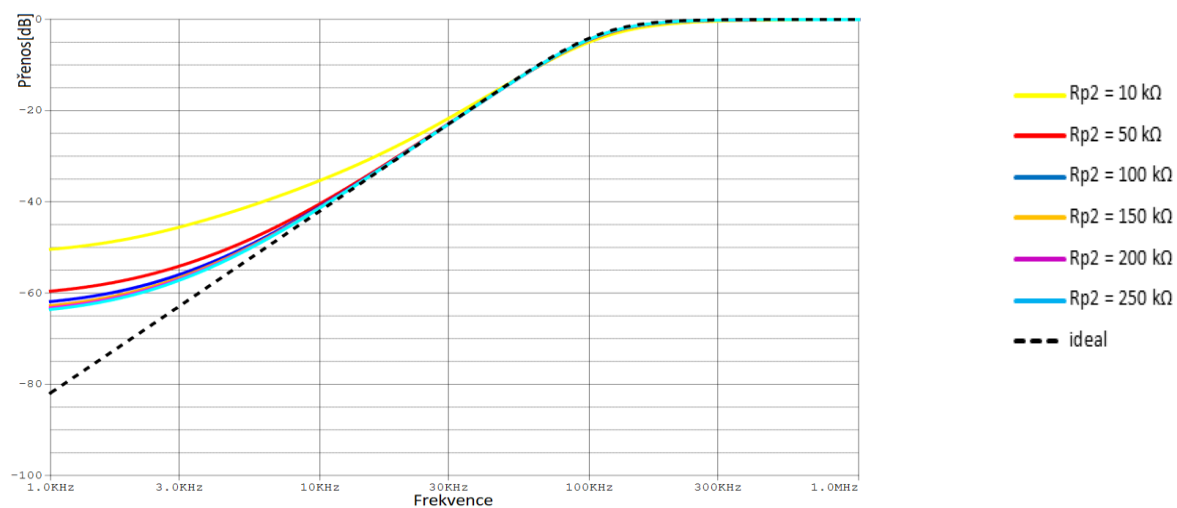
$$Y_{P6} = G_{P6} + pC_{P6} = \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + pC_{OUT\_MO-CF} \quad (1.47)$$

$$Y_{S1} = G_{S1} + pC_{S1} = \frac{1}{R_{IN\_B1}} + pC_{IN\_B1} \quad (1.48)$$

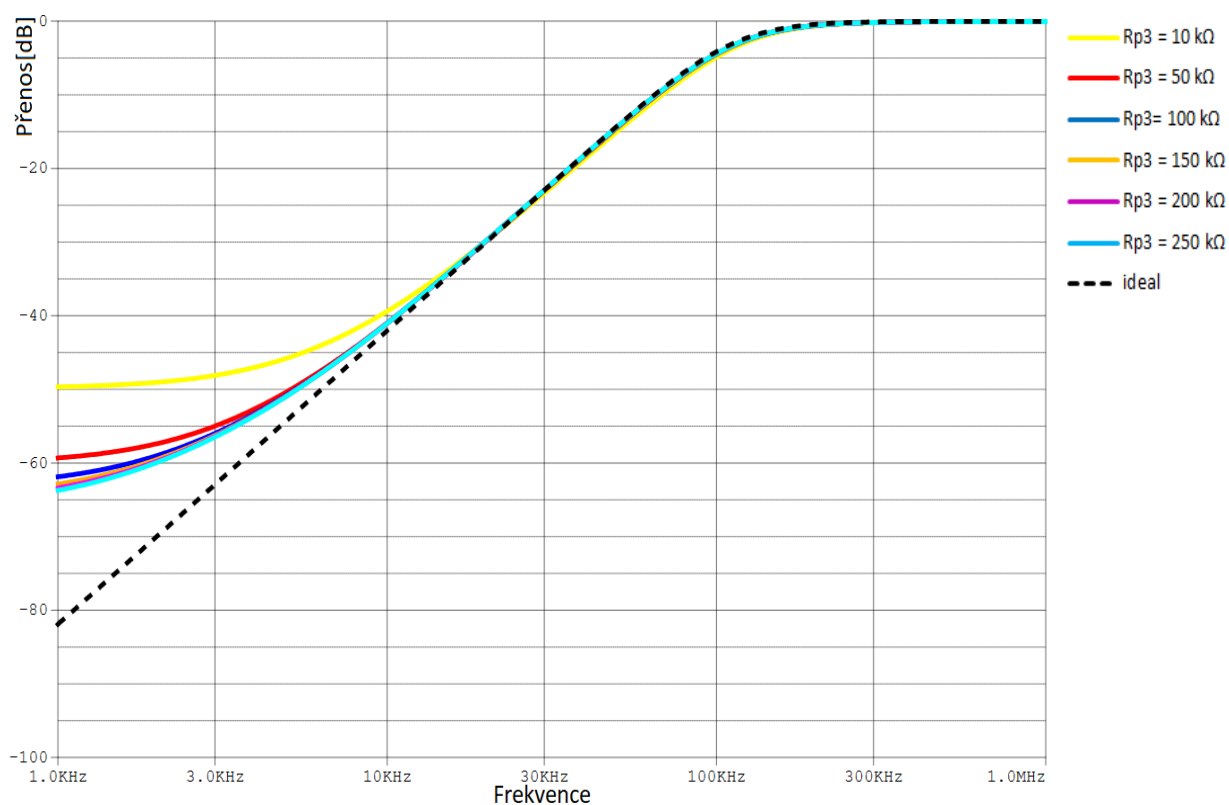
$$Y_{S2} = G_{S2} + pC_{S2} = \frac{1}{R_{IN\_B2}} + pC_{IN\_B2} \quad (1.49)$$

$$Y_{S3} = G_{S3} + pC_{S3} = \frac{1}{R_{IN\_B3}} + pC_{IN\_B3} \quad (1.50)$$

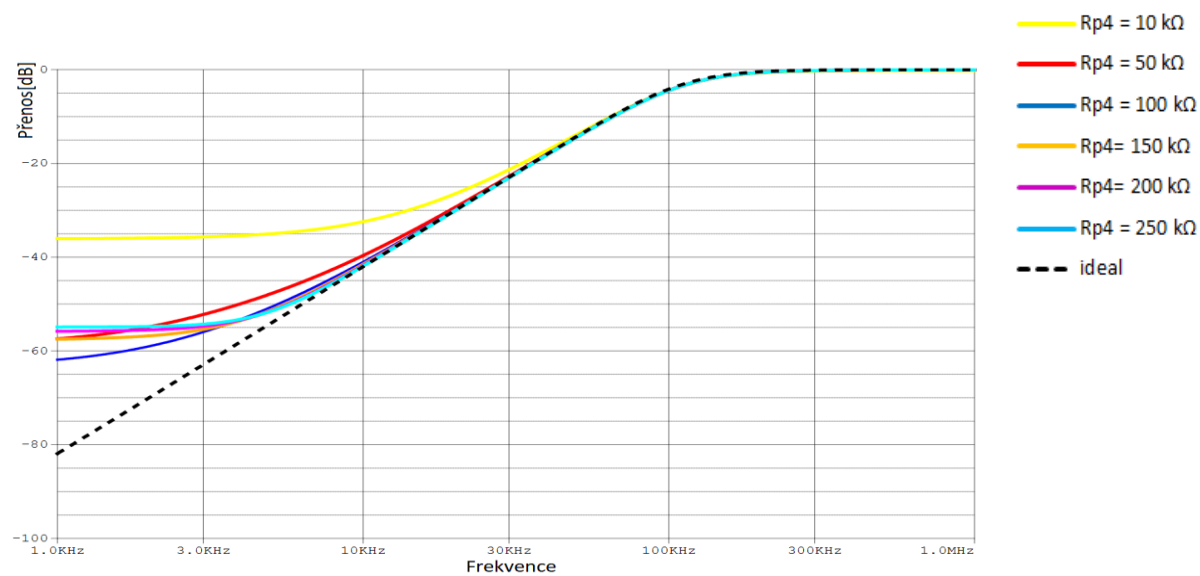




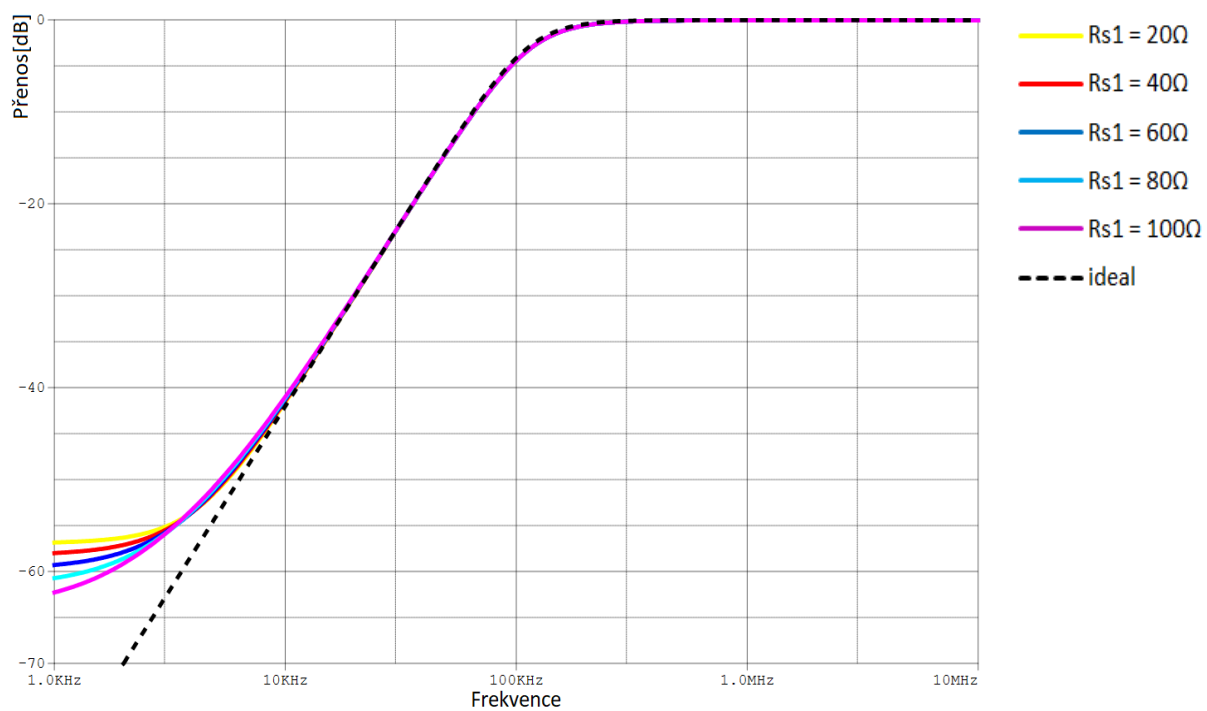
Obr.3.17: Vliv  $R_{p2}$  parazitní admittance na HP filtru s  $C_{p2} = 2 \text{ pF}$



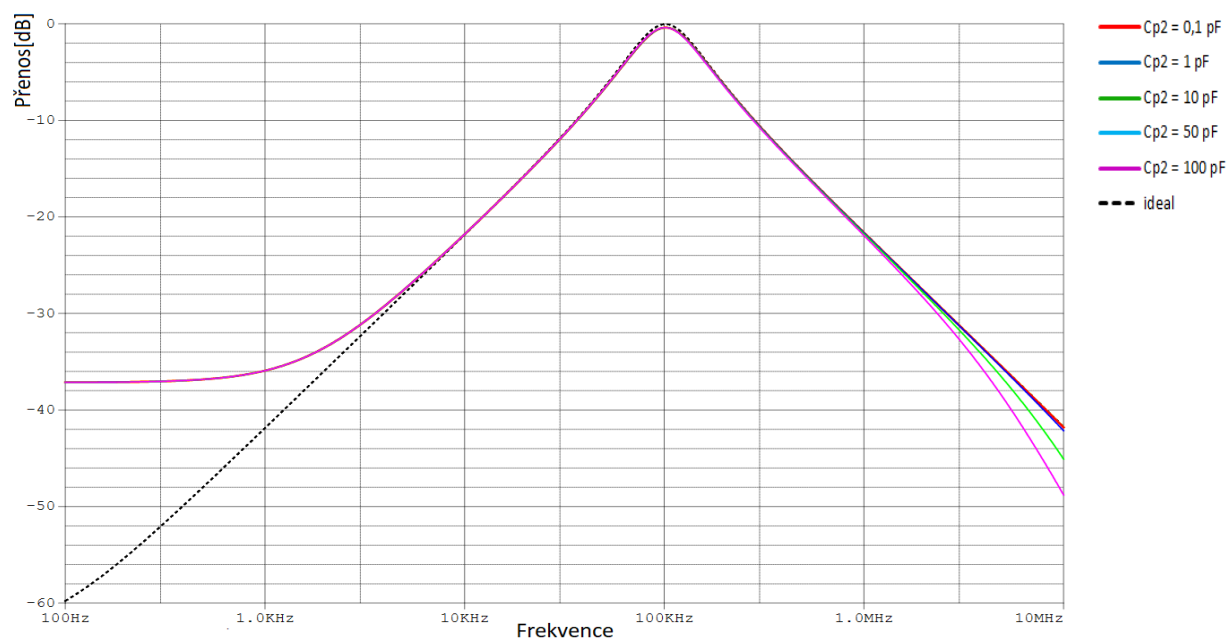
Obr.3.18: Vliv  $R_{p3}$  parazitní admittance na HP filtru s  $C_{p3} = 2 \text{ pF}$



Obr.3.19: Vliv  $R_{p4}$  parazitní admittance na HP filtru s  $C_{p4} = 2\text{ pF}$



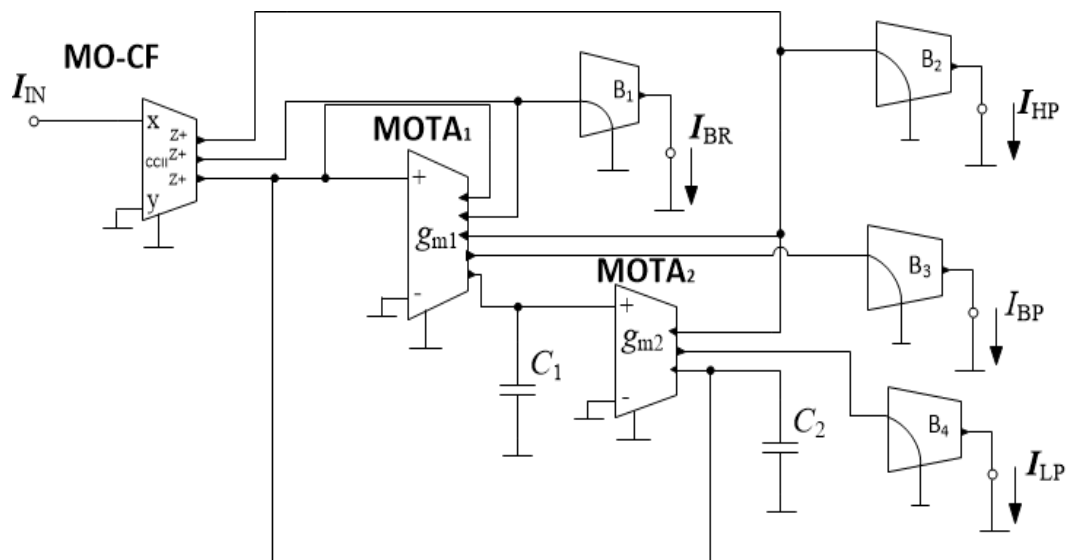
Obr.3.20: Vliv  $R_{s1}$  parazitní admittance na HP filtru s  $C_{s1} = 2\text{ pF}$



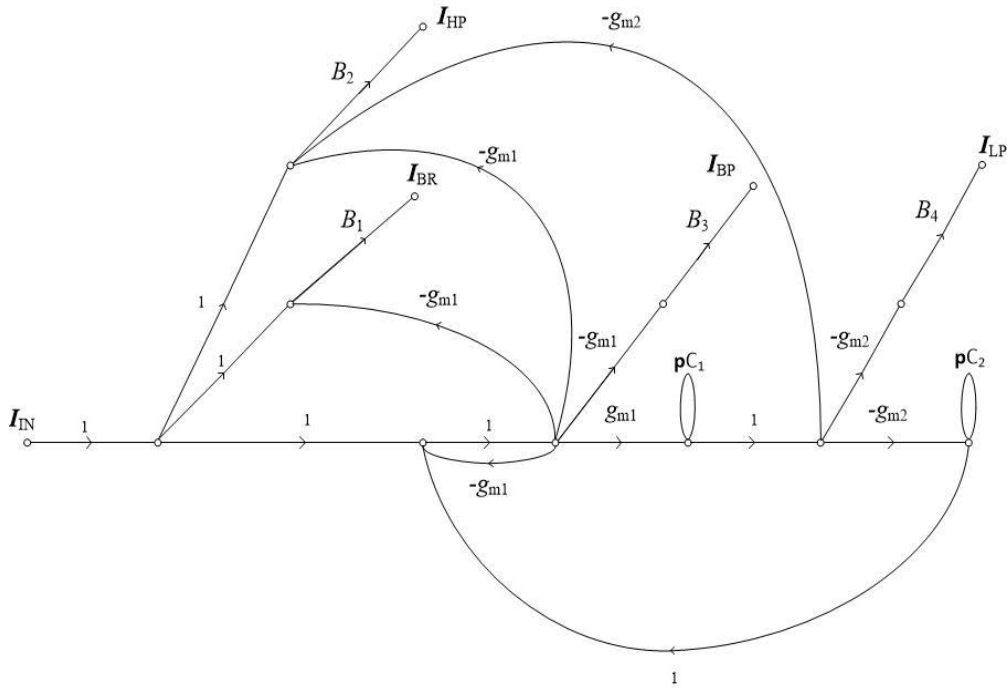
Obr.3.21: Vliv  $C_{p2}$  parazitní admittance na PP filtru s  $R_{p2} = 100 \text{ k}\Omega$

### 3.3 Obvod 3 – 1 CC + 2 MOTA

Obvod typu SIMO[13], využívá proudový sledovač, 2 více výstupové operační transkonduktanční zesilovače, 2 kondenzátory a 4 proudové zesilovače pro nastavení přenosové funkce se zesilením  $B_1, B_2, B_3, B_4$ .



Obr.3.22 Schématické zapojení filtračního obvodu 1 CC + 2 MOTA



Obr.3.23 M-C graf filtračního obvodu 1 CC + 2 MOTA

Charakteristická rovnice určená M-C grafem:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} \quad (1.51)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti se vypočítá z CE rovnice dle:

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (1.52)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}} \quad (1.53)$$

Přenosová funkce  $K(p)$  byla zjištěna programem SNAP

$$K(p) = \frac{-p^2 (C_1 C_2 B_1 + C_1 C_2 B_2) - p C_1 g_{m1} B_3 - g_{m1} g_{m2} B_1 - g_{m1} g_{m2} B_4}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.54)$$

Jeho přenosové funkce mohou být iHP, iHP, iPP, iPP, iPP a iPP. Jednotlivé přenosy se nastavují podle následných kombinací výstupů proudových zesilovačů v obvodu Obvo

- iHP –  $B_2 > 0$ , když  $B_1 = B_3 = B_4 = 0$
- iPP –  $B_3 > 0$ , když  $B_1 = B_2 = B_4 = 0$
- iLP –  $B_4 > 0$ , když  $B_1 = B_2 = B_3 = 0$
- iPP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = B_4 = 0$
- iPP –  $B_1 = B_3 > 0$ , když  $B_2 = B_4 = 0$

$$K_{iHP}(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.55)$$

$$K_{iPP}(p) = \frac{-pC_1g_{m1}}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (1.56)$$

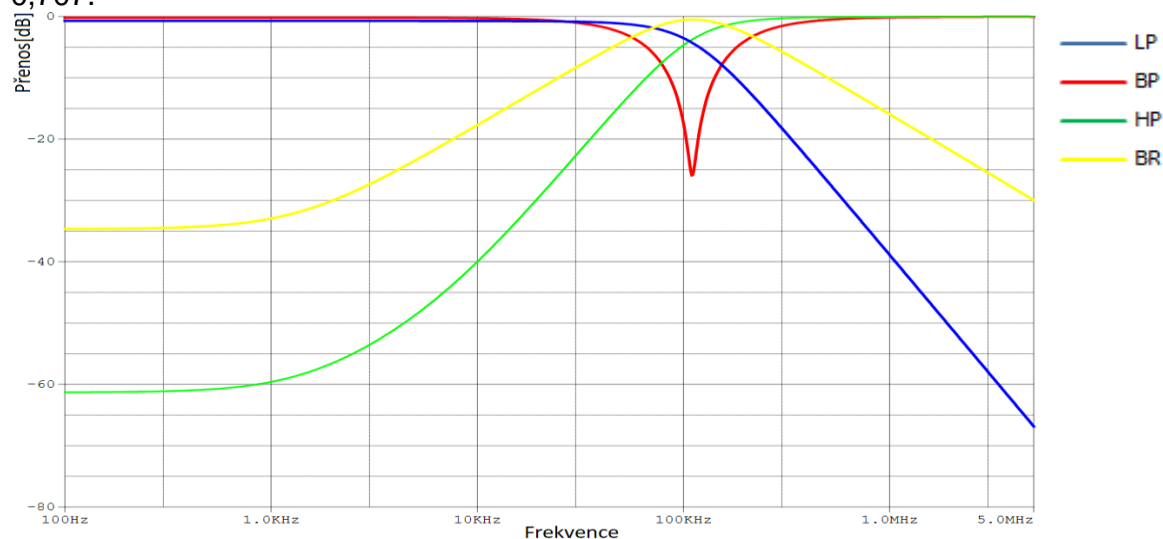
$$K_{iDP}(p) = \frac{-g_{m1}g_{m2}}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (1.57)$$

$$K_{iPZ}(p) = \frac{-p^2C_1C_2 - g_{m1}g_{m2}}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (1.58)$$

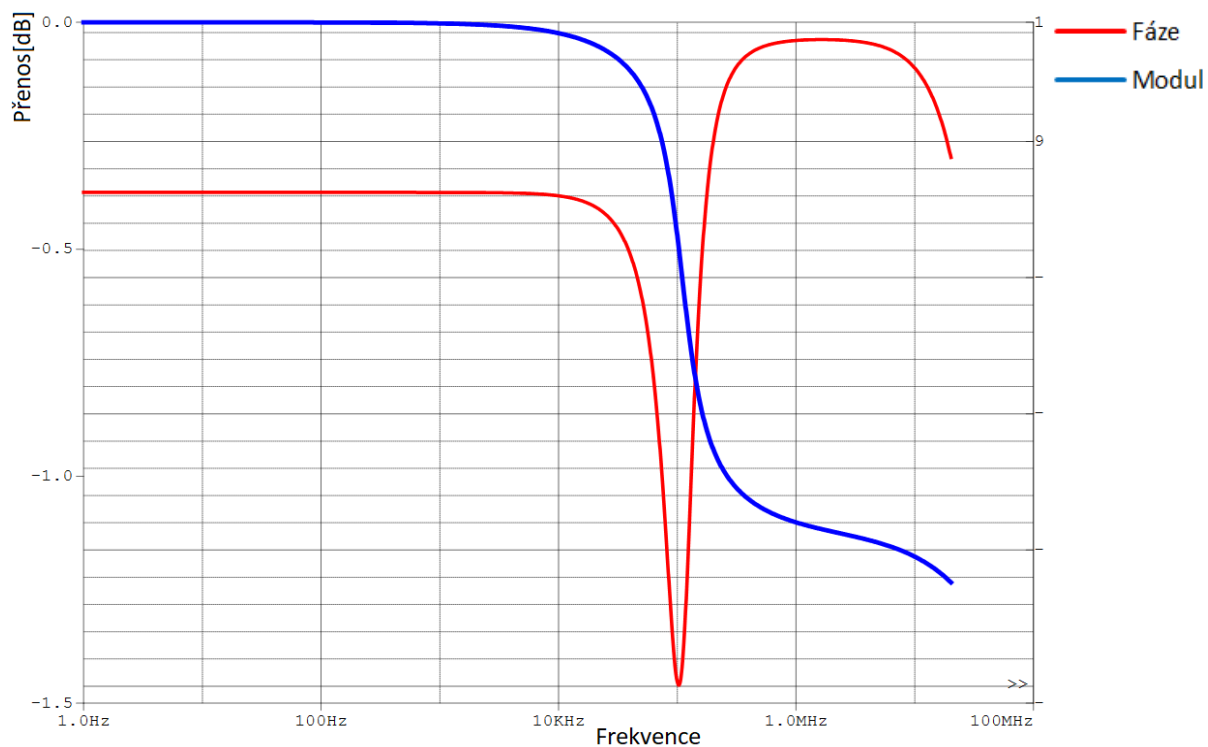
$$K_{iF\check{C}}(p) = \frac{-p^2C_1C_2 - pC_1g_{m1} - g_{m1}g_{m2}}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (1.59)$$

Pro zjištění modulové charakteristiky byly parametry obvodu následující:

$g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mS}$ ,  $C_1 = 2 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$  pro mezní kmitočet 110KHz a činitel jakosti 0,707.



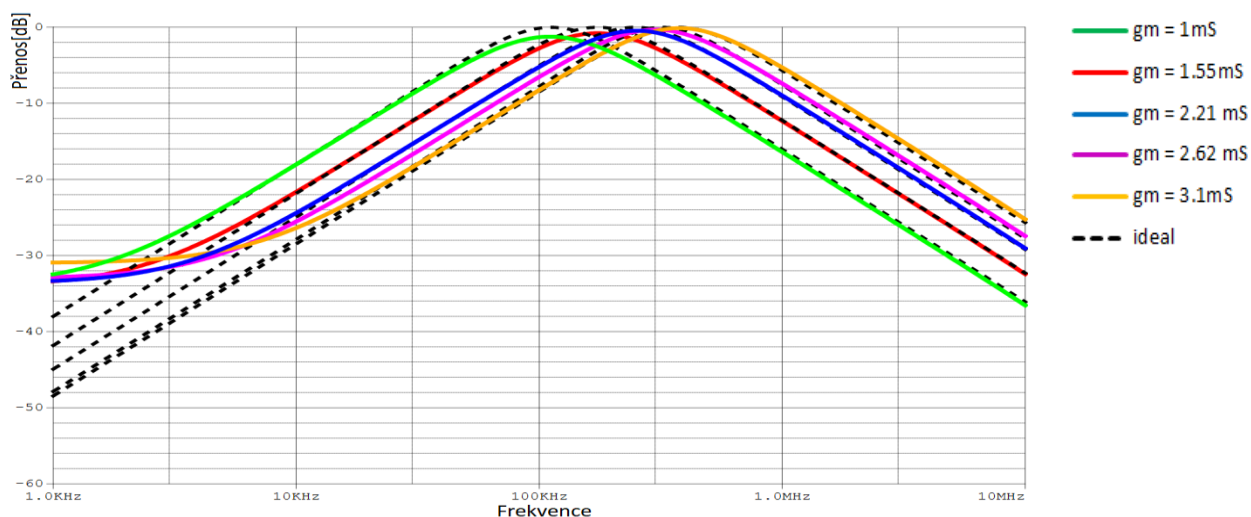
Obr.3.24 Modulová charakteristika filtru 1 CC + 2 MOTA pro DP, PP, HP, PZ



Obr.3.25 Modulová a fázová charakteristika filtru 1 CC + 2 MOTA pro FČ

Tabulka 3.4 Závislost mezní frekvence na transkonduktanci

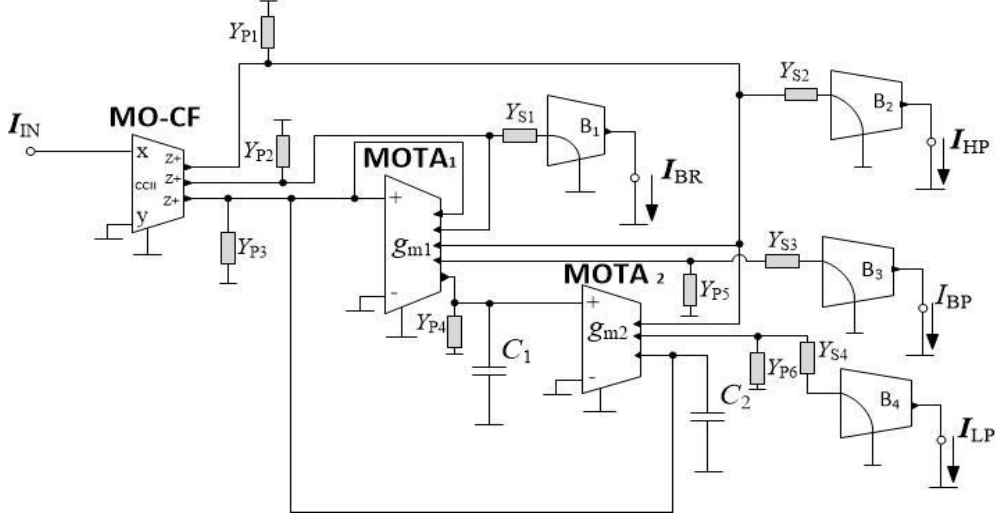
$g_{m1} = g_{m2}$ (mS)	$f_m$ (KHz) - vypočítané	$f_m$ (KHz) - simulované
1	110	113
1.55	170	173
2.2	250	254
2.62	290	301
3.26	370	380



Obr.3.26: Změna mezního kmitočtu v modulové charakteristice PP v závislosti na transkonduktanci obvodu 1 CC + 2 MOTA, kde  $g_{m1} = g_{m2}$

### 3.3.1 Parazitní analýza obvodu

Parazitní analýza obvodu byla provedena s ideálními UCC konvejory, zapojenými jako OTA a doplněným o admitance podle obrázku níže. Imaginární složka všech admitancí byla zvolena  $C = 2pF$ , vlastní vodivost byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ) pro výstup OTA a  $1\mu S$  (odporově  $1M\Omega$ ) pro vstup OTA. Vstupní vodivost do CA byla zvolena  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ). Největší vliv na modulovou charakteristiku má admitance  $Y_{P4}$ . Výstupní vodivost z CF byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ).



Obr.3.27: Filtrační obvod 1 CC + 2 MOTA doplněný o parazitní admitance

Parazitní admitance z obvodu můžeme popsat následujícími rovnicemi

$$Y_{P1} = G_{P1} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_2}} + \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + \quad (1.60)$$

$$+p(C_{OUT\_MOTA\_1} + C_{OUT\_MOTA\_2} + C_{OUT\_MO-CF})$$

$$Y_{P2} = G_{P2} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + \quad (1.61)$$

$$+p(C_{OUT\_MOTA\_1} + C_{OUT\_MO-CF})$$

$$Y_{P3} = G_{P3} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{IN\_MOTA\_1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_1}} + \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_2}} + \frac{1}{R_{OUT\_MO-CF}} + \quad (1.62)$$

$$+p(C_{IN\_MOTA\_1} + C_{OUT\_MOTA\_1} + C_{OUT\_MOTA\_2} + C_{OUT\_MO-CF})$$

$$Y_{P4} = G_{P4} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_1}} + \frac{1}{R_{IN\_MOTA\_2}} + \quad (1.63)$$

$$+p(C_{OUT\_MOTA\_1} + C_{IN\_MOTA\_2})$$

$$Y_{P5} = G_{P5} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_1}} + pC_{OUT\_MOTA\_1} \quad (1.64)$$

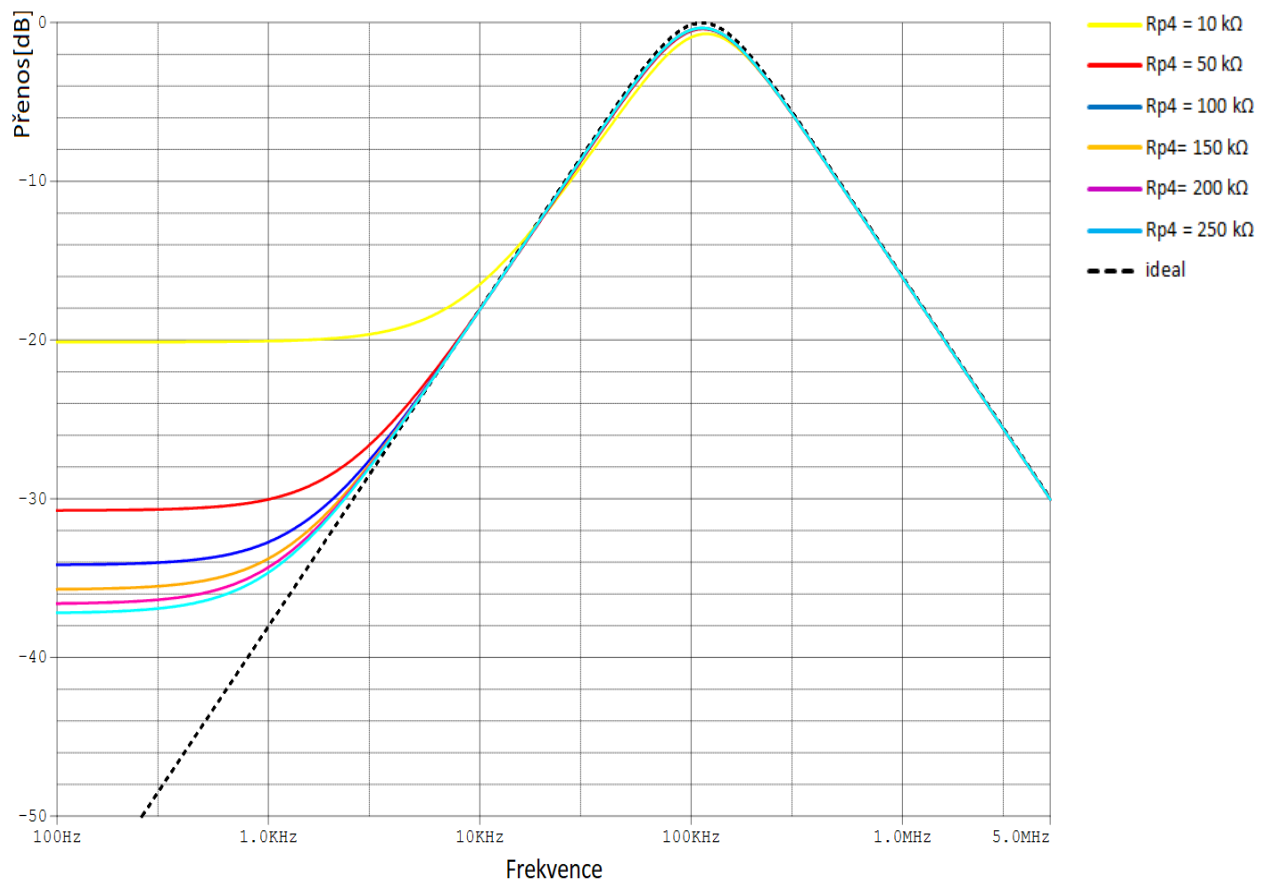
$$Y_{P6} = G_{P6} + pC_{P6} = \frac{1}{R_{OUT\_MOTA\_2}} + pC_{OUT\_MOTA\_2} \quad (1.65)$$

$$Y_{S1} = G_{S1} + pC_{S1} = \frac{1}{R_{IN\_B1}} + pC_{IN\_B1} \quad (1.66)$$

$$Y_{S2} = G_{S2} + pC_{S2} = \frac{1}{R_{IN\_B2}} + pC_{IN\_B2} \quad (1.67)$$

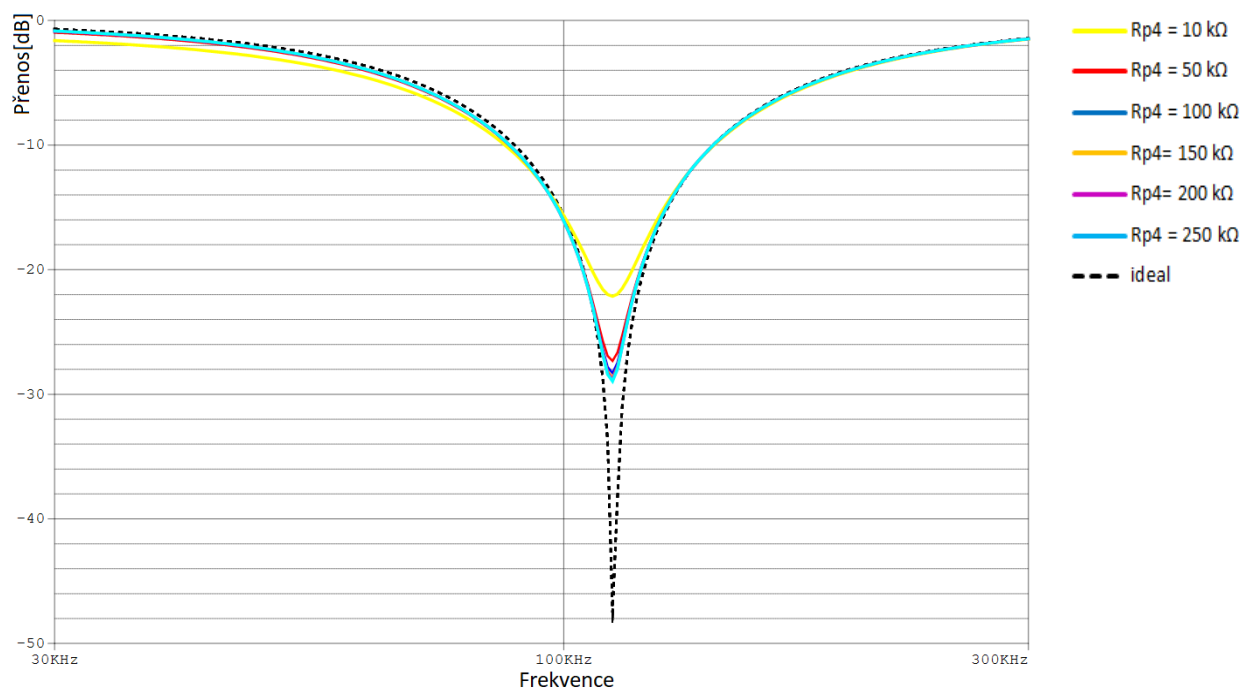
$$Y_{S3} = G_{S3} + pC_{S3} = \frac{1}{R_{IN\_B3}} + pC_{IN\_B3} \quad (1.68)$$

$$Y_{S4} = G_{S4} + pC_{S4} = \frac{1}{R_{IN\_B4}} + pC_{IN\_B4} \quad (1.69)$$

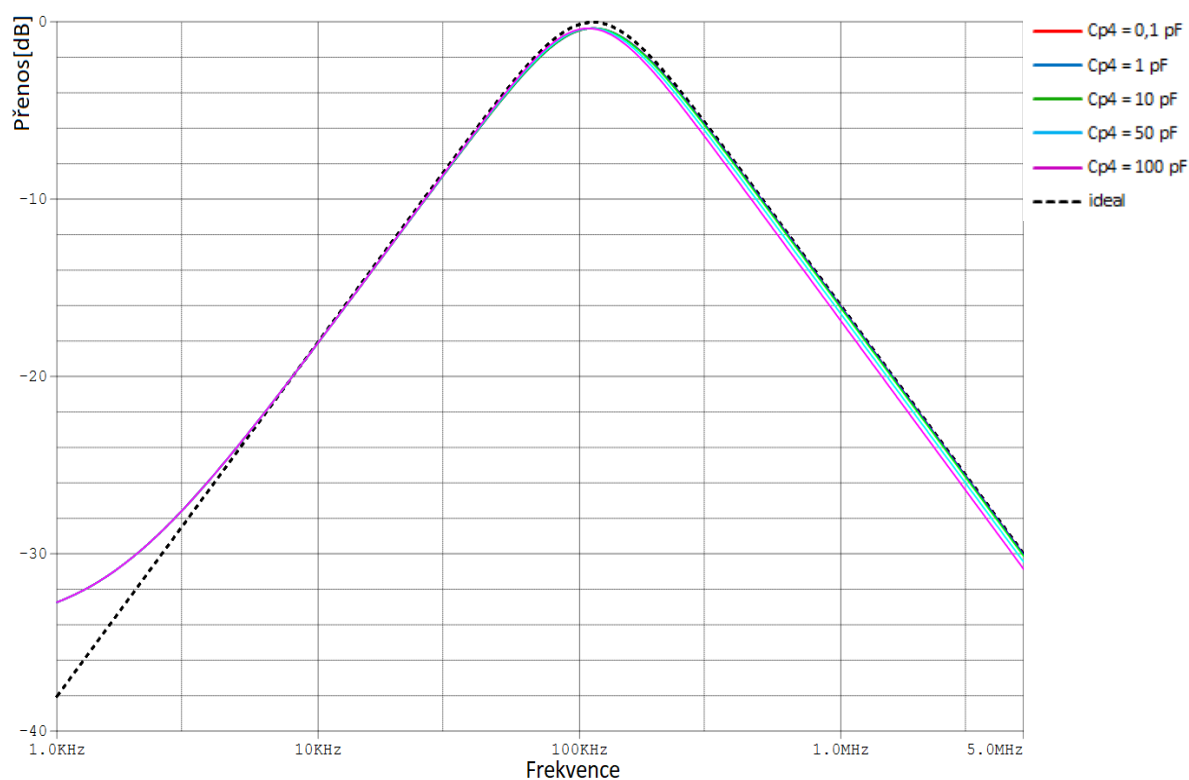


Obr.3.28: Vliv  $R_{p4}$  parazitní admittance na PP filtru s  $C_{p4} = 2$  pF





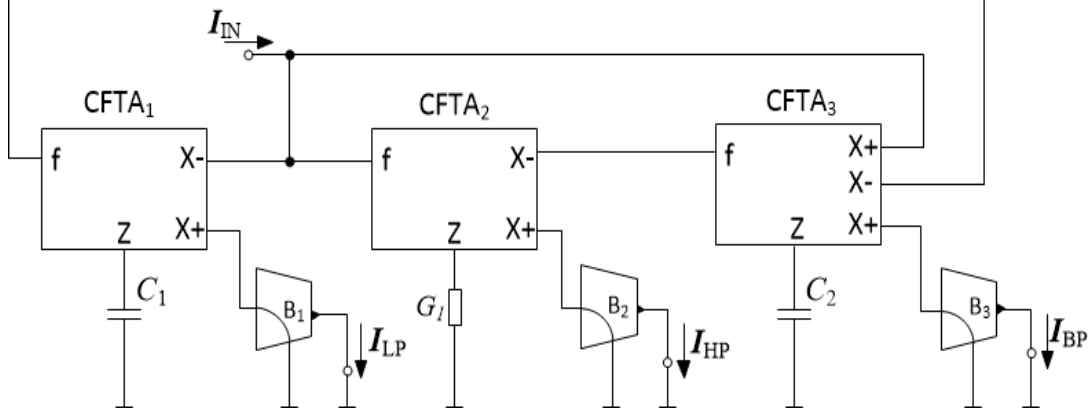
Obr.3.29: Vliv  $R_{p4}$  parazitní admittance na PZ filtru s  $C_{p4} = 2 \text{ pF}$



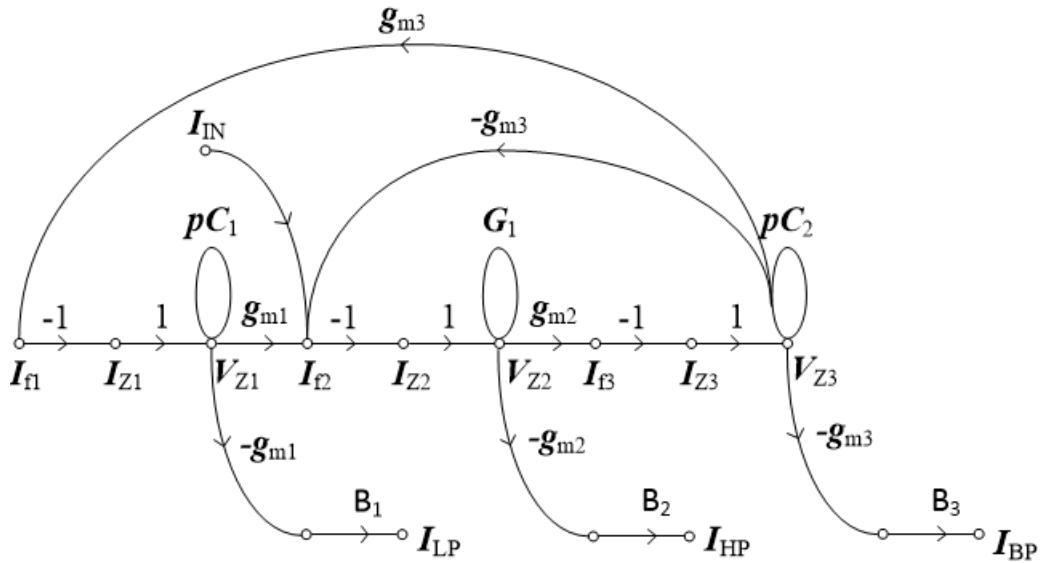
Obr.3.30: Vliv  $C_{p4}$  parazitní admittance na PP filtru s  $R_{p4} = 100 \text{ k}\Omega$

### 3.4 Obvod 4 – 2 CFTA + 1 MO-CFTA

Obvod typu SIMO[10], využívá 2 prvky CFTA a 1 vícevýstupový MO-CFTA, 2 kondenzátory, 1 vodivost a 3 proudové zesilovače pro nastavení přenosové funkce se zesílením  $B_1, B_2, B_3$ .



Obr.3.31 Schématické zapojení filtračního obvodu 2 CFTA+1 MO-CFTA



Obr.3.32 M-C graf filtračního obvodu 2 CFTA+1 MO-CFTA

Charakteristická rovnice určená M-C grafem:

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \quad (1.70)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti se vypočítá z CE rovnice dle:

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} \quad (1.71)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_2 G_1 g_{m1}}{C_1 g_{m2} g_{m3}} \quad (1.72)$$

Přenosová funkce  $K(p)$  byla zjištěna programem SNAP

$$K(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m2} B_2 - p C_1 g_{m2} g_{m3} B_3 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} B_1}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.73)$$

Přenosové funkce filtru můžou být DP, HP, iPP, PZ a FČ. Jednotlivé přenosy se nastavují podle následných kombinací výstupů proudových zesilovačů.

- HP –  $B_2 > 0$ , když  $B_1 = B_3 = 0$
- iPP –  $B_3 > 0$ , když  $B_1 = B_2 = 0$
- LP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- PZ –  $B_1 = B_2 > 0$ , když  $B_3 = 0$
- FČ –  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$

$$K_{HP}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.74)$$

$$K_{iPP}(p) = \frac{-p C_1 g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.75)$$

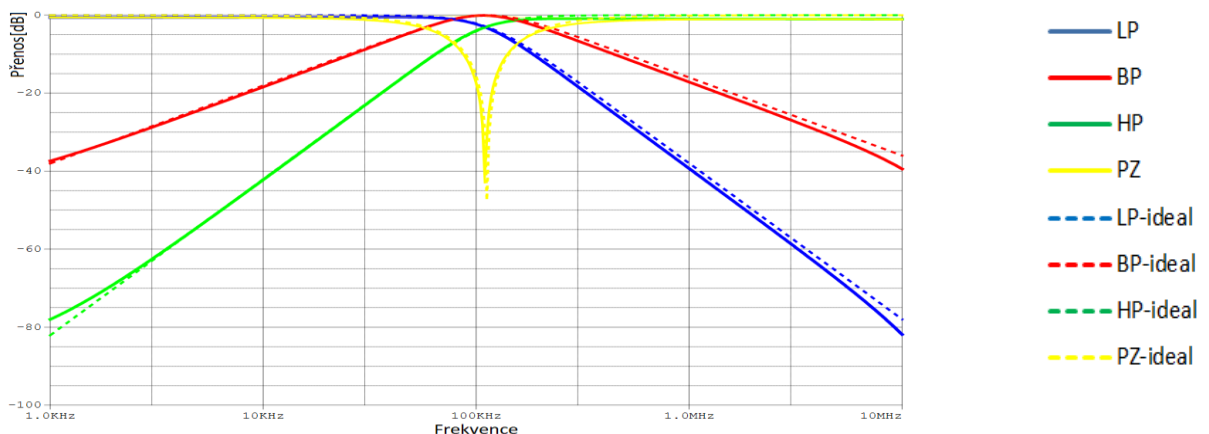
$$K_{DP}(p) = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.76)$$

$$K_{PZ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m2} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.77)$$

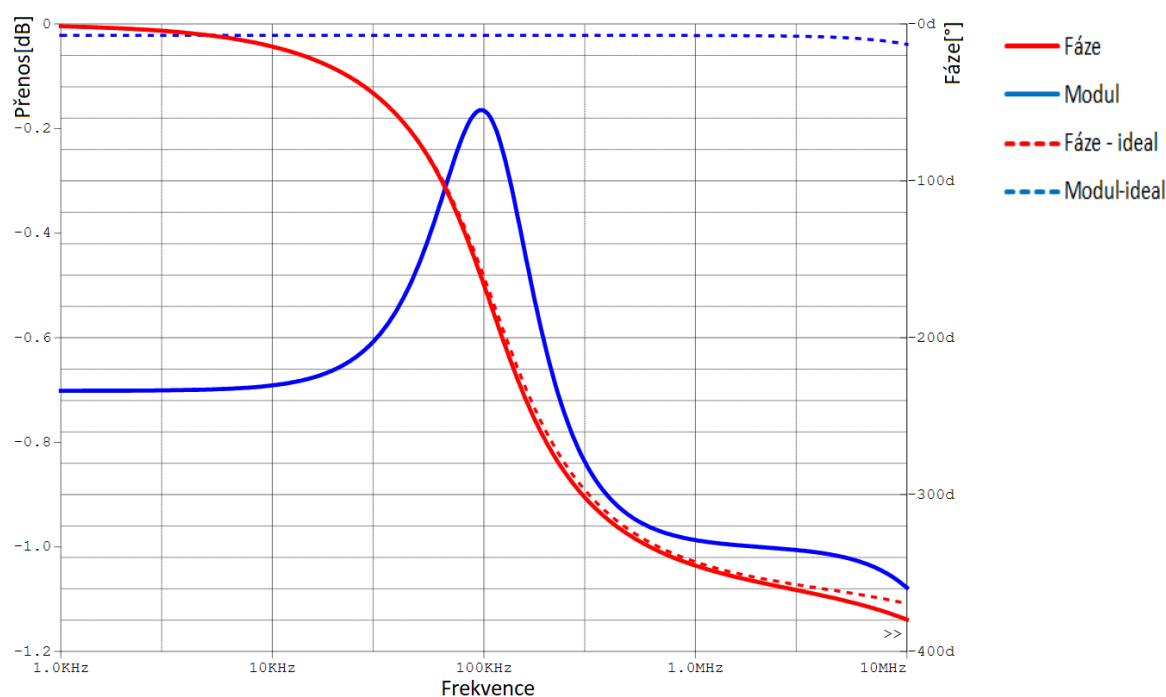
$$K_{FČ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m2} - p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 G_1 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (1.78)$$

Pro zjištění modulové charakteristiky byly parametry obvodu následující:

$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = 1 \text{ mS}$ ,  $C_1 = 2 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ ,  $G_1 = 1 \text{ mS}$  pro mezní kmitočet 110KHz a činitel jakosti 0,707.



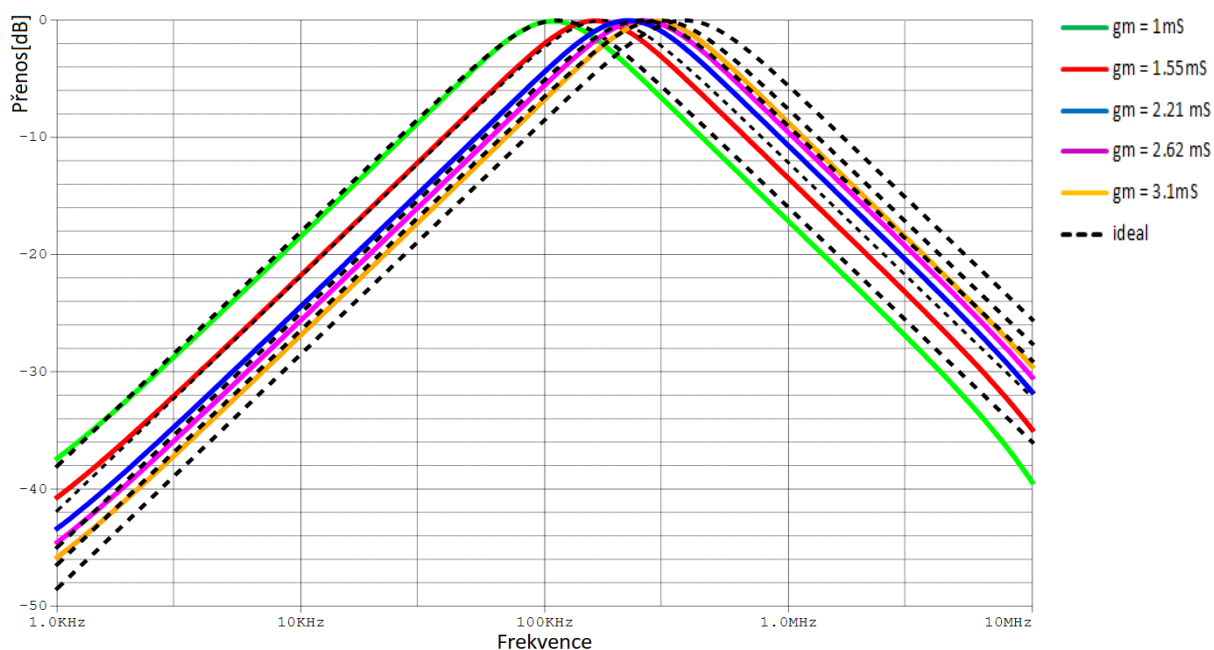
Obr.3.33 Modulová charakteristika filtru 2 CFTA+1 MO-CFTA pro DP, PP, HP, PZ



Obr.3.34 Modulová a fázová charakteristika filtru 2 CFTA+1 MO-CFTA pro FČ

Tabulka 3.5 Závislost mezní frekvence na transkonduktanci

$g_{m1} = g_{m2} = G_1$ (mS)	$f_m$ (KHz) - vypočítané	$f_m$ (KHz) - simulované
1	110	107
1.55	170	162
2.21	250	245
2.62	295	290
3.1	370	371

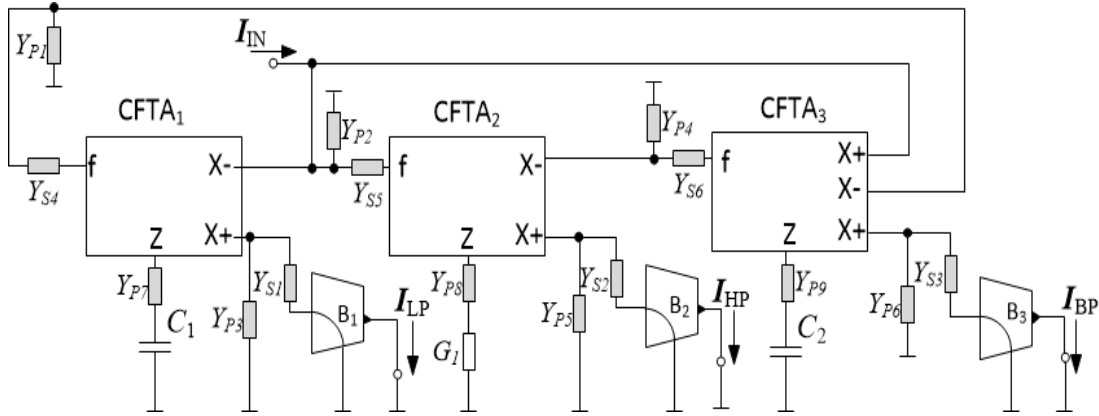


Obr.3.35: Změna mezního kmitočtu v modulové charakteristice PP v závislosti na transkonduktanci obvodu 2 CFTA + 1 MO-CFTA, kde  $g_{m1} = g_{m2} = G_1$

Se zvyšující se transkonduktancí se rozdíl mezi ideálním a simulovaným modulem zvyšuje. Optimální je používat transkonduktanci 1 mS.

### 3.4.1 Parazitní analýza obvodu

Parazitní analýza obvodu byla provedena s ideálními UCC konvejory, zapojenými jako OTA a doplněným o admittance podle obrázku níže. Imaginární složka všech admittancí byla zvolena  $C = 2pF$ . Vlastní vodivost byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ) pro výstup  $X$ . Admittance na výstupu  $Z$  je paralelní kombinací výstupní impedance CCII a vysokoimpedančního vstupu  $Y$  od UCC, pro simulace byla zvolena  $1\mu S$  (odporově  $1M\Omega$ ) pro výstup  $Z$  a  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ) pro vstup  $f$ . Vstupní vodivost do CA byla zvolena  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ). Největší vliv na modulovou charakteristiku má admittance  $Y_{P7}$  a  $Y_{P8}$ .



Obr.3.36: Filtrační obvod 2 CFTA + 1 MO-CFTA doplněný o parazitní admittance

Parazitní admittance z obvodu můžeme popsat následujícími rovnicemi

$$Y_{P1} = G_{P1} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_3}} + pC_{OUTX\_CFTA\_3} \quad (1.79)$$

$$Y_{P2} = G_{P2} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_1}} + \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_3}} + p(C_{OUTX\_CFTA\_1} + C_{OUTX\_CFTA\_3}) \quad (1.80)$$

$$Y_{P3} = G_{P3} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_1}} + pC_{OUTX\_CFTA\_1} \quad (1.81)$$

$$Y_{P4} = G_{P4} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_2}} + pC_{OUTX\_CFTA\_2} \quad (1.82)$$

$$Y_{P5} = G_{P5} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_2}} + pC_{OUTX\_CFTA\_2} \quad (1.83)$$

$$Y_{P6} = G_{P6} + pC_{P6} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA\_3}} + pC_{OUTX\_CFTA\_3} \quad (1.84)$$

$$Y_{P7} = G_{P7} + pC_{P7} = \frac{1}{R_{OUTZ\_CFTA\_1}} + pC_{OUTZ\_CFTA\_1} \quad (1.85)$$

$$Y_{P8} = G_{P8} + pC_{P8} = \frac{1}{R_{OUTZ\_CFTA\_2}} + pC_{OUTZ\_CFTA\_2} \quad (1.86)$$

$$Y_{P9} = G_{P9} + \mathbf{p}C_{P9} = \frac{1}{R_{OUTZ\_CFTA\_3}} + \mathbf{p}C_{OUTZ\_CFTA\_3} \quad (1.87)$$

$$Y_{S1} = G_{S1} + \mathbf{p}C_{S1} = \frac{1}{R_{IN\_B1}} + \mathbf{p}C_{IN\_B1} \quad (1.88)$$

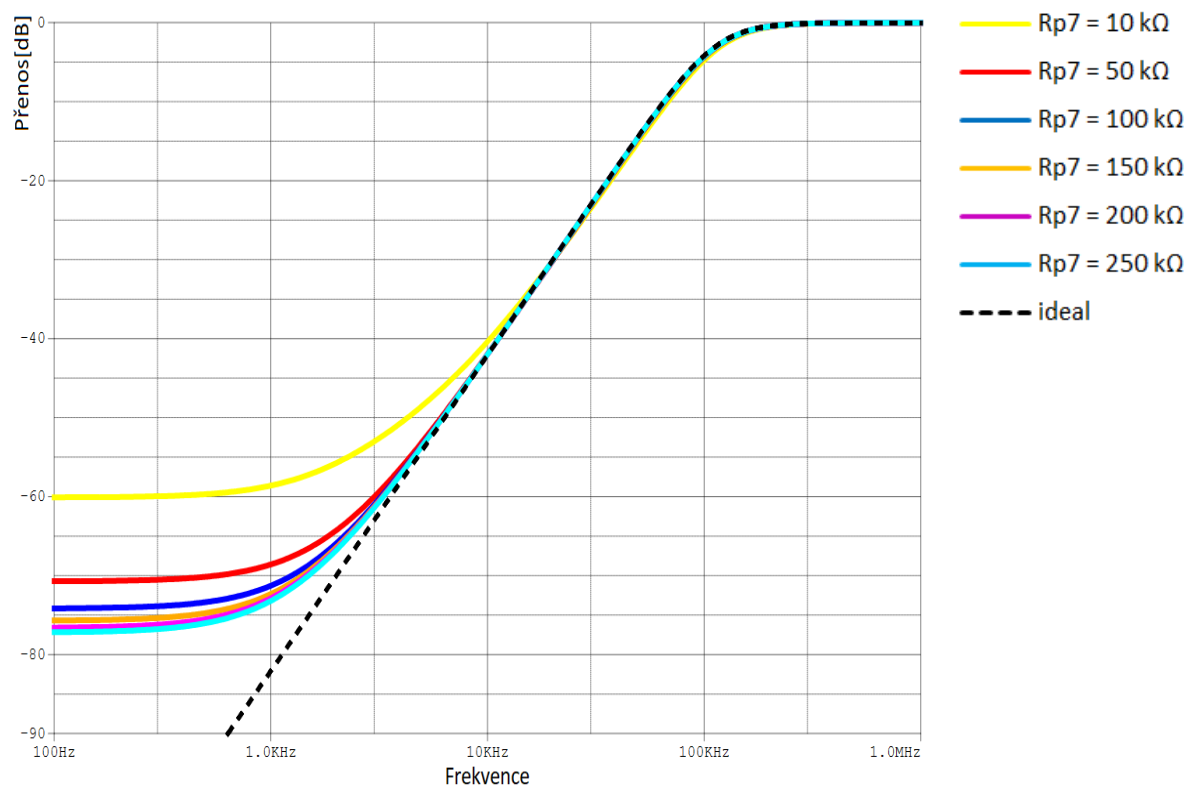
$$Y_{S2} = G_{S2} + \mathbf{p}C_{S2} = \frac{1}{R_{IN\_B2}} + \mathbf{p}C_{IN\_B2} \quad (1.89)$$

$$Y_{S3} = G_{S3} + \mathbf{p}C_{S3} = \frac{1}{R_{IN\_B3}} + \mathbf{p}C_{IN\_B3} \quad (1.90)$$

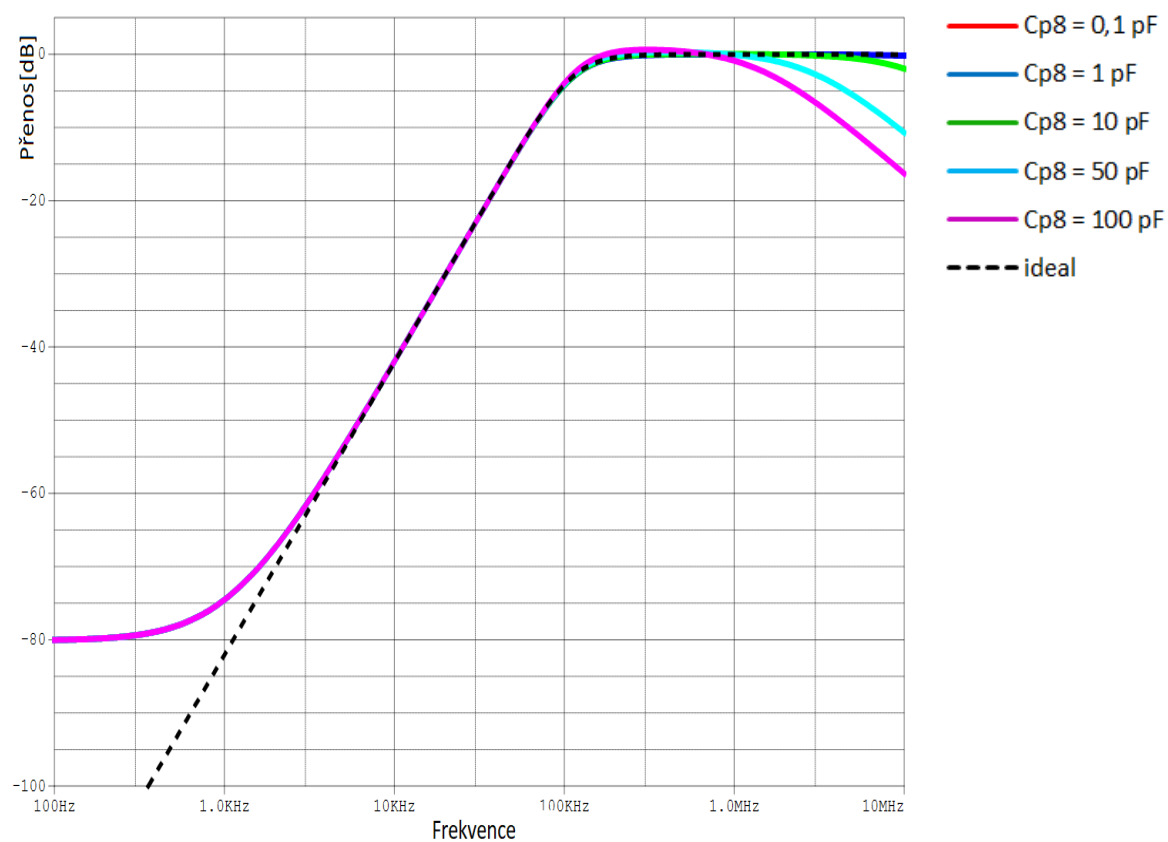
$$Y_{S4} = G_{S4} + \mathbf{p}C_{S4} = \frac{1}{R_{IN\_CFTA\_1}} + \mathbf{p}C_{IN\_CFTA\_1} \quad (1.91)$$

$$Y_{S5} = G_{S5} + \mathbf{p}C_{S5} = \frac{1}{R_{IN\_CFTA\_2}} + \mathbf{p}C_{IN\_CFTA\_2} \quad (1.92)$$

$$Y_{S5} = G_{S6} + \mathbf{p}C_{S6} = \frac{1}{R_{IN\_CFTA\_3}} + \mathbf{p}C_{IN\_CFTA\_3} \quad (1.93)$$



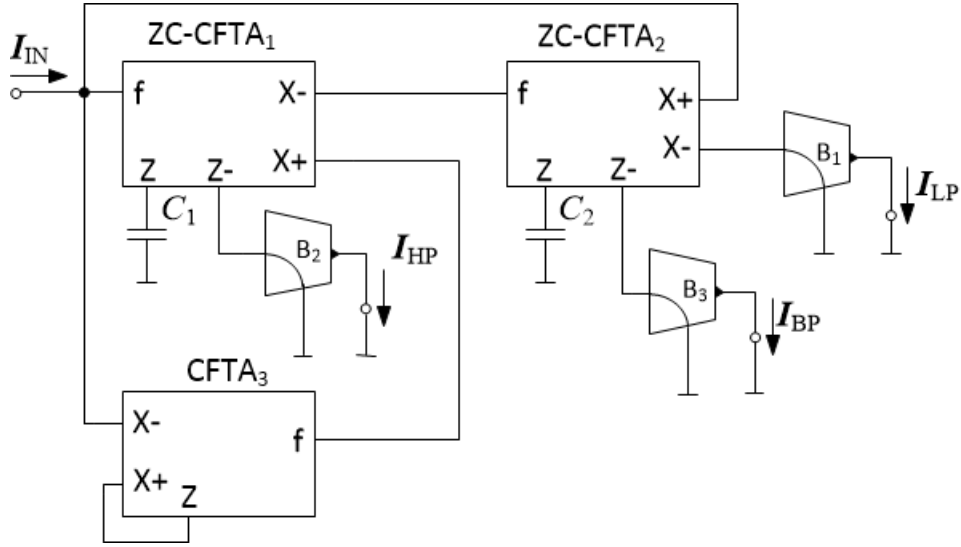
Obr.3.37 Vliv  $R_{p7}$  parazitní admitance na HP filtru s  $C_{p7} = 2 \text{ pF}$



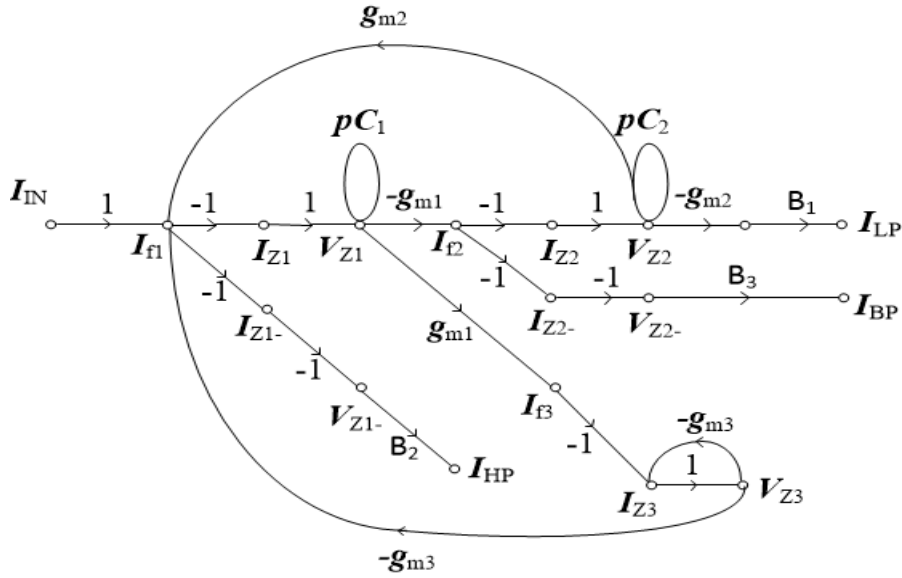
Obr.3.38: Vliv  $C_{p8}$  parazitní admitance na HP filtru s  $R_{p8} = 100 \text{ k}\Omega$

### 3.5 Obvod 5 – 2 ZC-CFTA + 1 CFTA

Obvod typu SIMO, využívá 2 prvky ZC-CFTA, 1 CFTA, 2 kondenzátory a 3 proudové zesilovače pro nastavení přenosové funkce se zesílením  $B_1, B_2, B_3$ .



Obr.3.39 Schématické zapojení filtračního obvodu 2 ZC-CFTA+1 CFTA



Obr.3.40 M-C graf filtračního obvodu 2 ZC-CFTA+1 CFTA

Charakteristická rovnice určená M-C grafem:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \quad (1.94)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti se vypočítá z CE rovnice dle:

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (1.95)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}} \quad (1.96)$$



Přenosové funkce zjištěny programem SNAP:

$$K(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 B_2 - p C_2 g_{m1} B_3 + g_{m1} g_{m2} B_1}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.97)$$

Jednotlivé přenosy se nastavují podle následující kombinace zesilovačů

- HP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- iPP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- DP –  $B_1 > 0$ , když  $B_2 = B_3 = 0$
- PZ –  $B_1 = B_2 > 0$ , když  $B_3 = 0$
- FČ –  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$

$$K_{HP}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.98)$$

$$K_{iPP}(p) = \frac{-p C_2 g_{m1}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.99)$$

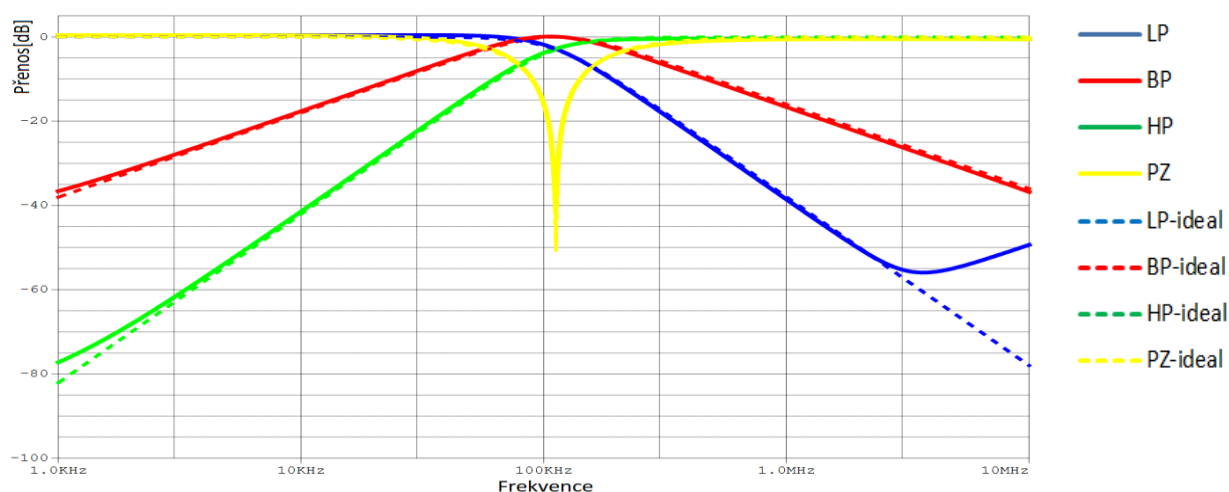
$$K_{DP}(p) = \frac{g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.100)$$

$$K_{PZ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.101)$$

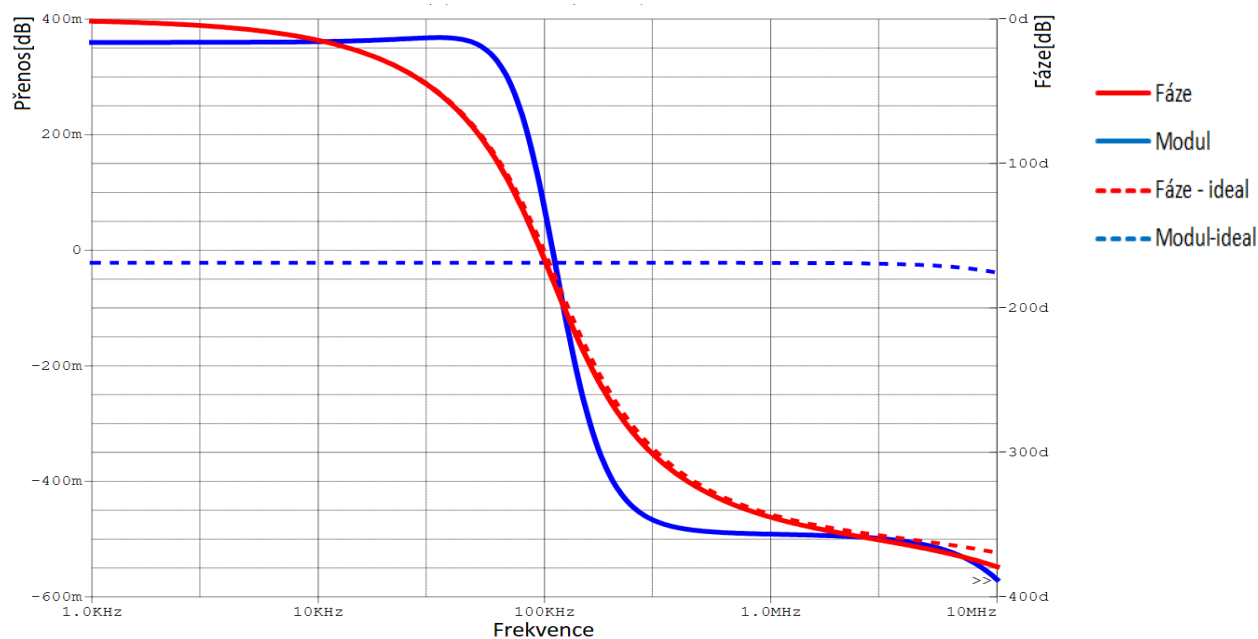
$$K_{FČ}(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m2} - p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (1.102)$$

Pro zjištění modulové charakteristiky byly parametry obvodu následující:

$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = 1 \text{ mS}$ ,  $C_1 = 1 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 2 \text{ nF}$  pro mezní kmitočet 110 KHz a činitel jakosti 0,707.



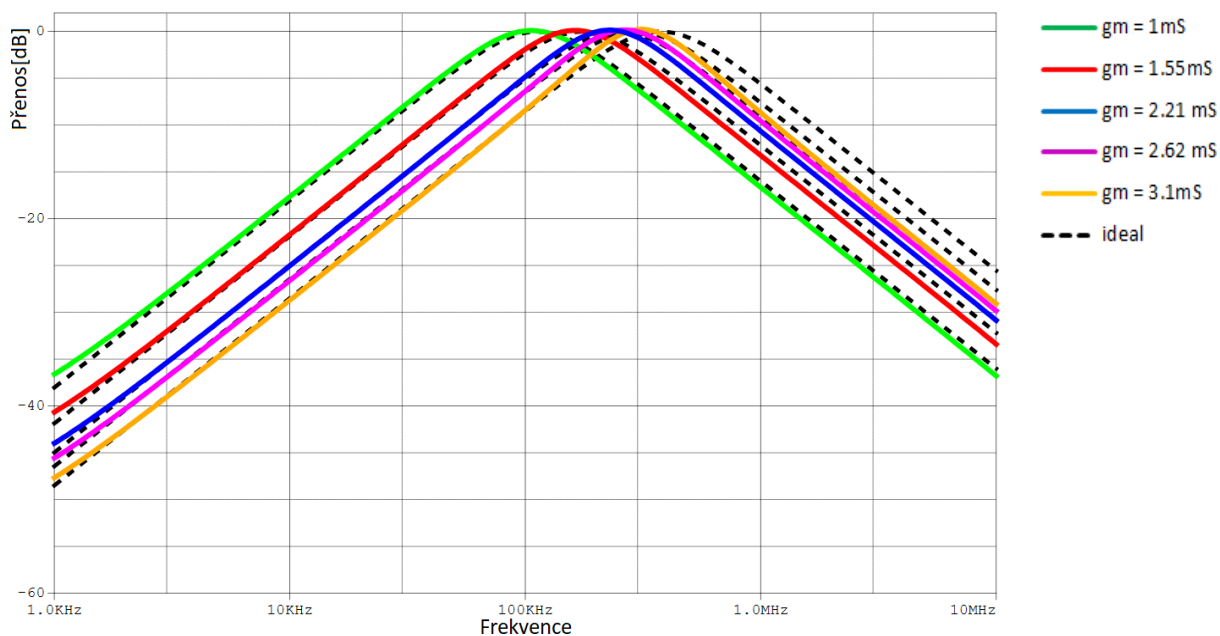
Obr.3.41 Modulová charakteristika filtru 2 ZC-CFTA+1 CFTA pro DP, PP, HP, PZ



Obr.3.42: Modulová charakteristika filtru 2 ZC-CFTA+1 CFTA pro FČ

Tabulka 3.5 Závislost mezní frekvence na transkonduktanci

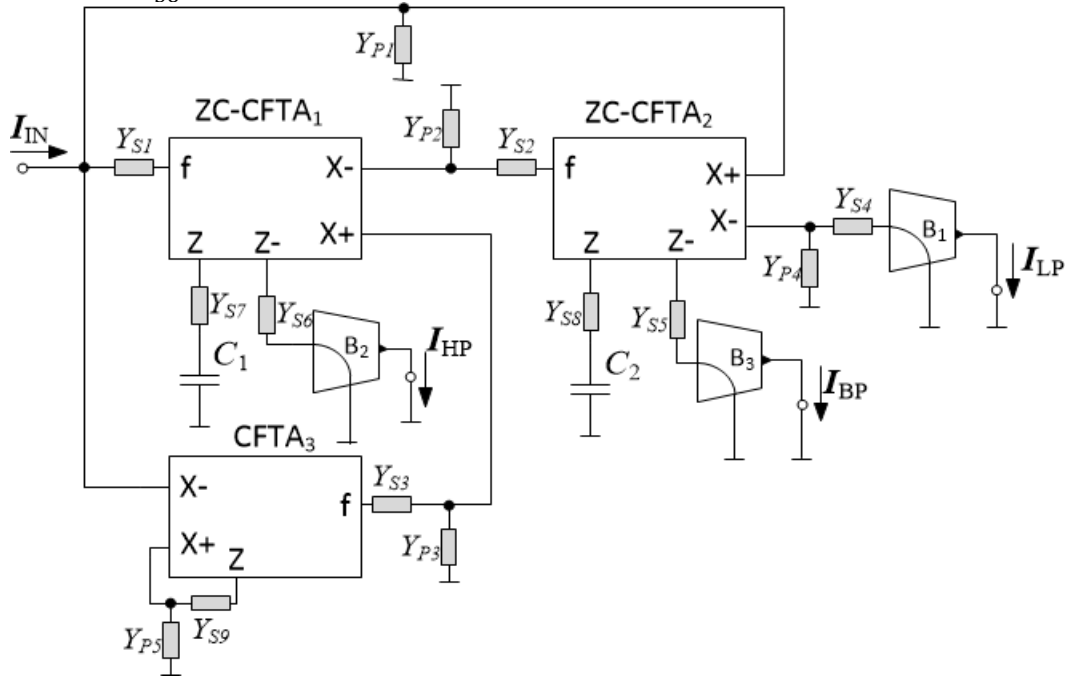
$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$ (mS)	$f_m$ (KHz) - vypočítané	$f_m$ (KHz) - simulované
1	110	107
1.55	170	162
2.21	250	245
2.62	295	290
3.1	370	371



Obr.3.43: Změna mezního kmitočtu v modulové charakteristice PP v závislosti na transkonduktanci obvodu 2 ZC-CFTA+1 CFTA, kde  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3}$

### 3.5.1 Parazitní analýza obvodu

Parazitní analýza obvodu byla provedena s ideálními UCC konvejory, zapojenými jako OTA a doplněným o admittance podle obrázku níže. Imaginární složka všech admittancí byla zvolena  $C = 2pF$ . Vlastní vodivost byla zvolena  $10\mu S$  (odporově  $100k\Omega$ ) pro výstup  $X$ . Admittance na výstupu  $Z$  je paralelní kombinací výstupní impedance CCII a vysokoimpedančního vstupu  $Y$  od UCC, pro simulace byla zvolena  $1\mu S$  (odporově  $1M\Omega$ ) pro výstup  $Z$  a  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ) pro vstup  $f$ . Vstupní vodivost do CA byla zvolena  $10,5mS$  (odporově  $95\Omega$ ). Největší vliv na modul měla admittance  $Y_{S8}$ .



Obr.3.44: Filtrační obvod 2 ZC-CFTA + 1 CFTA doplněný o parazitní admittance

Parazitní admittance z obvodu můžeme popsat následujícími rovnicemi:

$$Y_{P1} = G_{P1} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{OUTX\_ZC-CFTA_2}} + \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA_3}} + \quad (1.103)$$

$$+ p(C_{OUTX\_ZC-CFTA_2} + C_{OUTX\_CFTA_3})$$

$$Y_{P2} = G_{P2} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{OUTX\_ZC-CFTA_1}} + pC_{OUTX\_ZC-CFTA_1} \quad (1.104)$$

$$Y_{P3} = G_{P3} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{OUTX\_ZC-CFTA_1}} + pC_{OUTX\_ZC-CFTA_1} \quad (1.105)$$

$$Y_{P4} = G_{P4} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{OUTX\_ZC-CFTA_2}} + pC_{OUTX\_ZC-CFTA_2} \quad (1.106)$$

$$Y_{P5} = G_{P5} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{OUTX\_CFTA_3}} + pC_{OUTX\_CFTA_3} \quad (1.107)$$

$$Y_{S1} = G_{S1} + pC_{S1} = \frac{1}{R_{IN\_ZC-CFTA_1}} + pC_{IN\_ZC-CFTA_1} \quad (1.108)$$

$$Y_{S2} = G_{S2} + pC_{S2} = \frac{1}{R_{IN\_CFTA_2}} + pC_{IN\_CFTA_2} \quad (1.109)$$

$$Y_{S3} = G_{S3} + \mathbf{p}C_3 = \frac{1}{R_{IN\_CFTA\_3}} + \mathbf{p}C_{IN\_CFTA\_3} \quad (1.110)$$

$$Y_{S4} = G_{S4} + \mathbf{p}C_{S4} = \frac{1}{R_{IN\_B1}} + \mathbf{p}C_{IN\_B1} \quad (1.111)$$

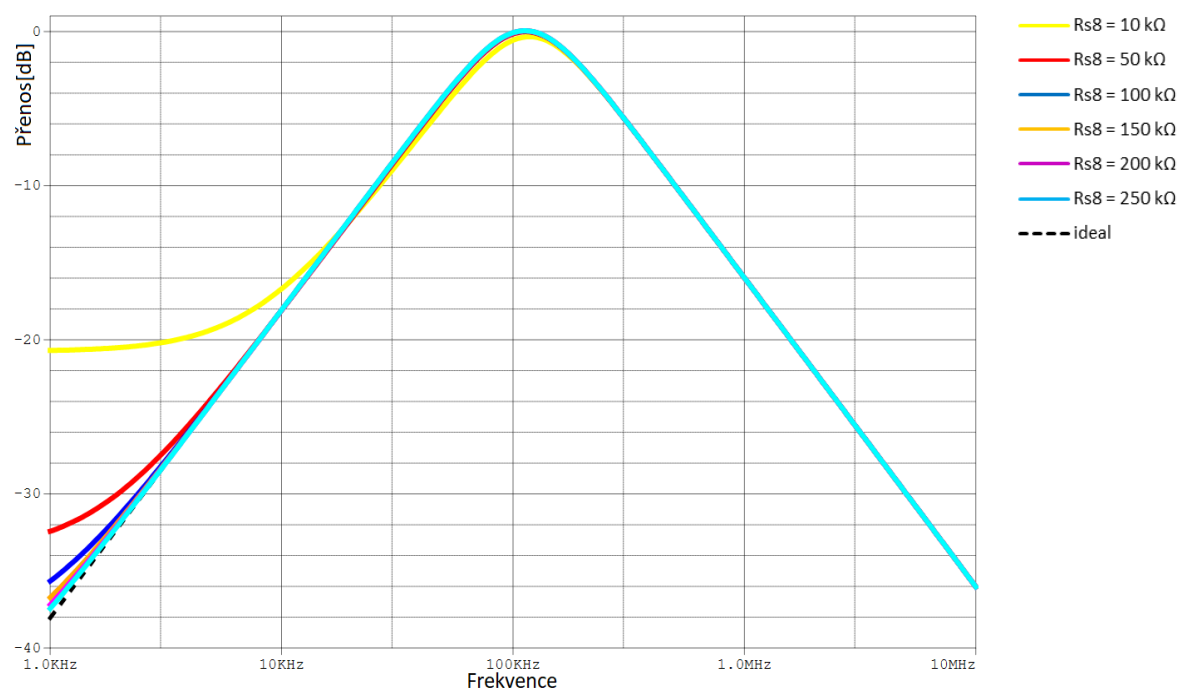
$$Y_{S5} = G_{S5} + \mathbf{p}C_{S5} = \frac{1}{R_{IN\_B3}} + \frac{1}{R_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_2}} + \mathbf{p}(C_{IN\_B3} + C_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_2}) \quad (1.112)$$

$$Y_{S6} = G_{S6} + \mathbf{p}C_{S6} = \frac{1}{R_{IN\_B2}} + \frac{1}{R_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_1}} + \mathbf{p}(C_{IN\_B2} + C_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_1}) \quad (1.113)$$

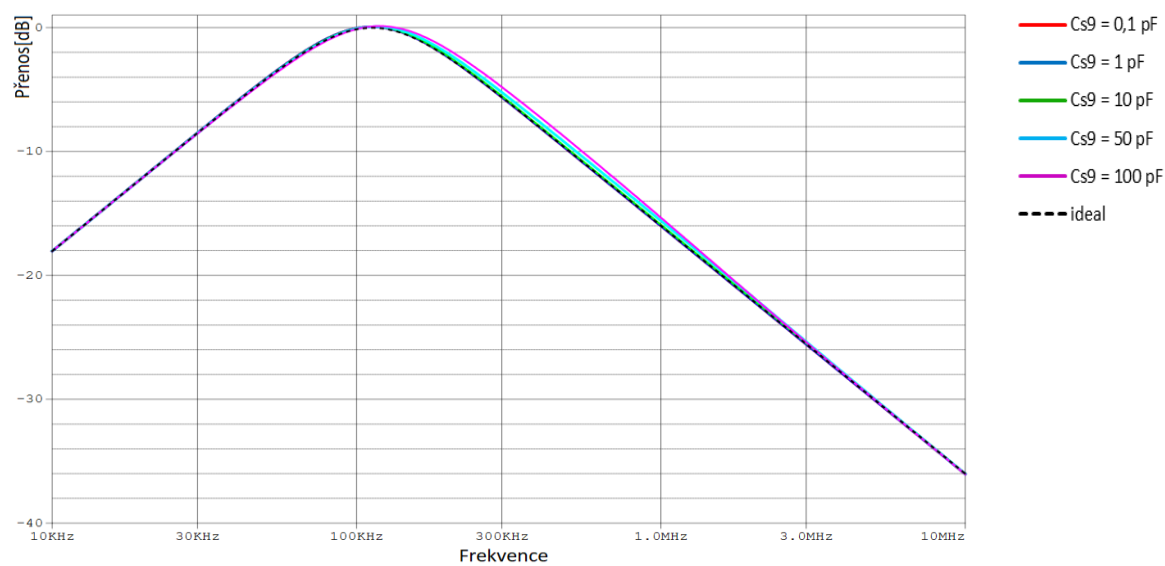
$$Y_{S7} = G_{S7} + \mathbf{p}C_{S7} = \frac{1}{R_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_1}} + \mathbf{p}C_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_1} \quad (1.114)$$

$$Y_{S8} = G_{S8} + \mathbf{p}C_{S8} = \frac{1}{R_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_2}} + \mathbf{p}C_{OUTZ\_ZC\_CFTA\_2} \quad (1.115)$$

$$Y_{S9} = G_{S9} + \mathbf{p}C_{S9} = \frac{1}{R_{OUTZ\_CFTA\_3}} + \mathbf{p}C_{OUTZ\_CFTA\_3} \quad (1.116)$$



Obr.3.45 Vliv  $R_{s8}$  parazitní admittance na PP filtru s  $C_{s8} = 2 \text{ pF}$



Obr.3.46 Vliv  $C_{s9}$  parazitní admittance na PP filtru s  $R_{s9} = 1 \text{ M}\Omega$

## 4 Realizace a experimentální měření

Návrh filtrů byl proveden v programu EAGLE, ve kterém bylo nejdříve sestaveno schéma, podle kterého se vytvořil návrh desky plošných spojů. Desky byly vyrobeny na FEKT VUT Brno, kde byly následně i zapájeny a odměřeny. Veškeré součástky a vybavení poskytl vedoucí diplomové práce.

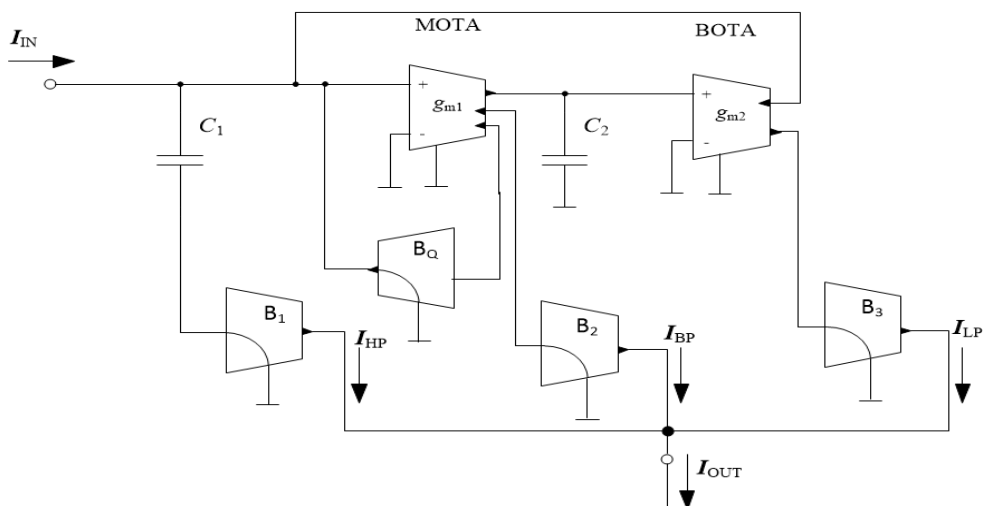
Pro realizaci prvků OTA, CF byly použity čipy UCC-N1B, které obsahují 1 UCC konvektor a 1 CCII+/- konvektor. Jako napájecí zdroj pro CA byl použit AGILENT E3630A, napájecí zdroj pro UCC-N1B byl použit HEWLET PACKARD E3631A, DC zdroj pro nastavení zesílení CA byl použit AGILENT E3631A a měřící obvodový analyzátor AGILENT 4395A změřil přenosovou charakteristiku.

Pro správnou funkci UCC-N1B a zesilovačů bylo potřeba umístit do obvodů filtrovací kondenzátory 47 nF, 100 pF a blokovací elektrolytické kondenzátory 4,7 uF a 2,2 uF. Napájení se do obvodu přivedlo pomocí jumperů a vstupní/výstupní signál koaxiálním kablem.

Protože naše obvody pracují v proudovém módu, bylo nezbytné použít převodníky U/I a I/U.

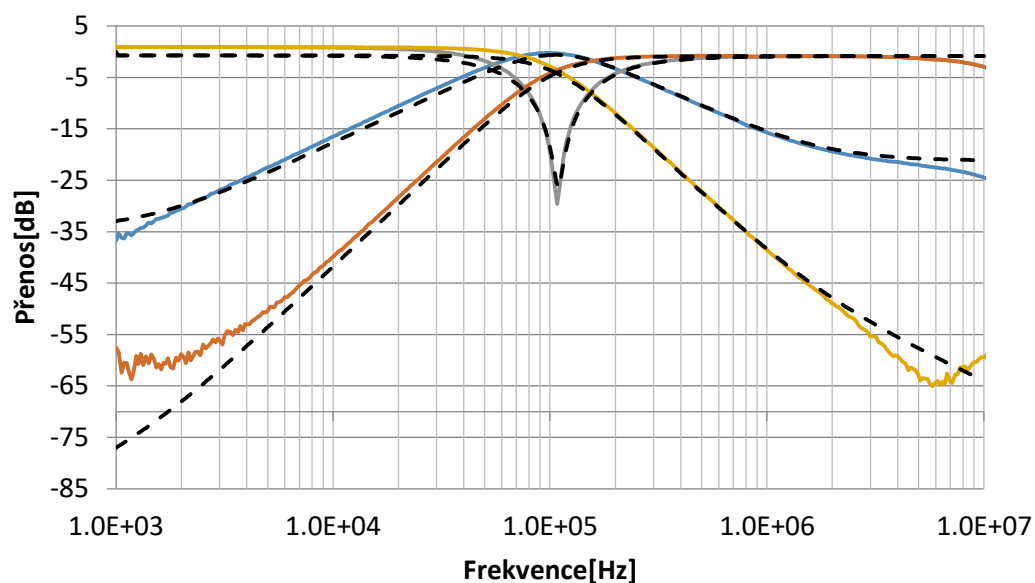
### 4.1 Obvod 1 – MOTA + BOTA

Na desku byly zapájeny 1 k $\Omega$  rezistory pro nastavení transkonduktance  $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mS}$  a pracovní kondenzátory 1 nF a 2 nF. Tento obvod pracuje na mezním kmitočtu 105 kHz s činitelem jakosti  $Q = 0,67$ . Obvod byl zhotoven, aby bylo možné měnit činitel jakosti pomocí řídicího napětí na zesilovači  $B_Q$  viz. schéma níže.



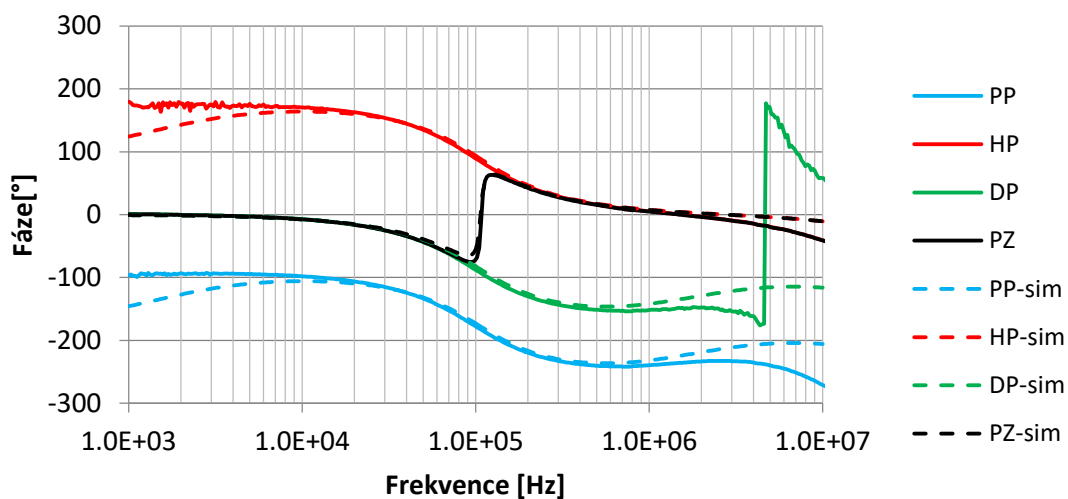
Obr.4.1: Schéma zapojení obvodu MOTA+BOTA na DPS

Při nastaveném zesílení  $B = 1$  u proudových zesilovačů byly na výstupu změřeny barevné přenosové charakteristiky. Pro srovnání se simulacemi byly do grafu vloženy simulované černé čárkované charakteristiky.



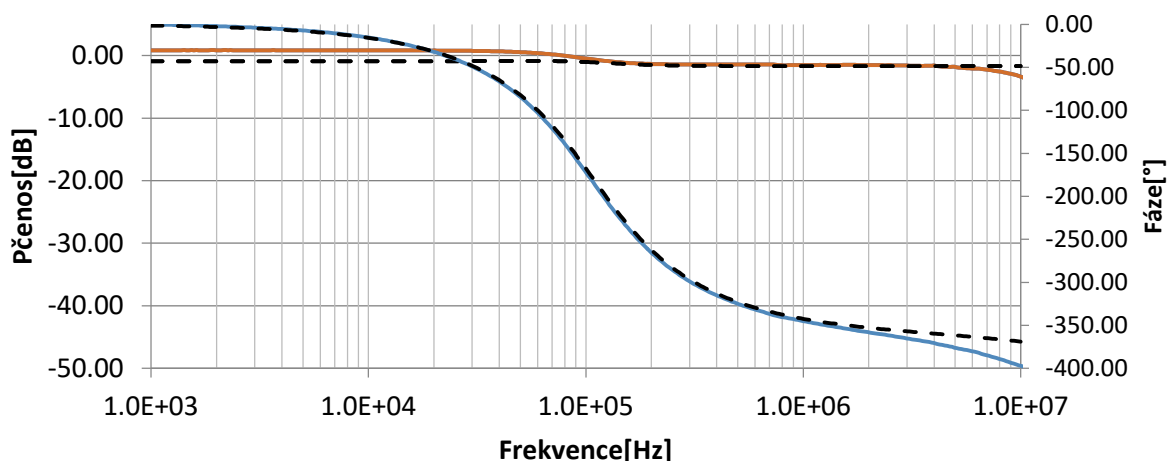
Obr.4.2: Modulová charakteristika přenosových funkcí DP, HP, PP, PZ na mezním kmitočtu 105 kHz.

Od kmitočtu 5 MHz se začaly projevovat parazitní vlastnosti aktivních prvků, na vyšších kmitočtech docházelo ke zvlnění přenosových charakteristik. Na kmitočtech dál již nelze považovat filtr za použitelný.



Obr.4.3: Fázová charakteristika přenosových funkcí DP, HP, PP, PZ na mezním kmitočtu 105 kHz.

Z fázových charakteristik je zřejmé, že pásmová propust je jediná funkce invertující, to odpovídá přenosovým funkcím, které byly zjištěny programem SNAP.



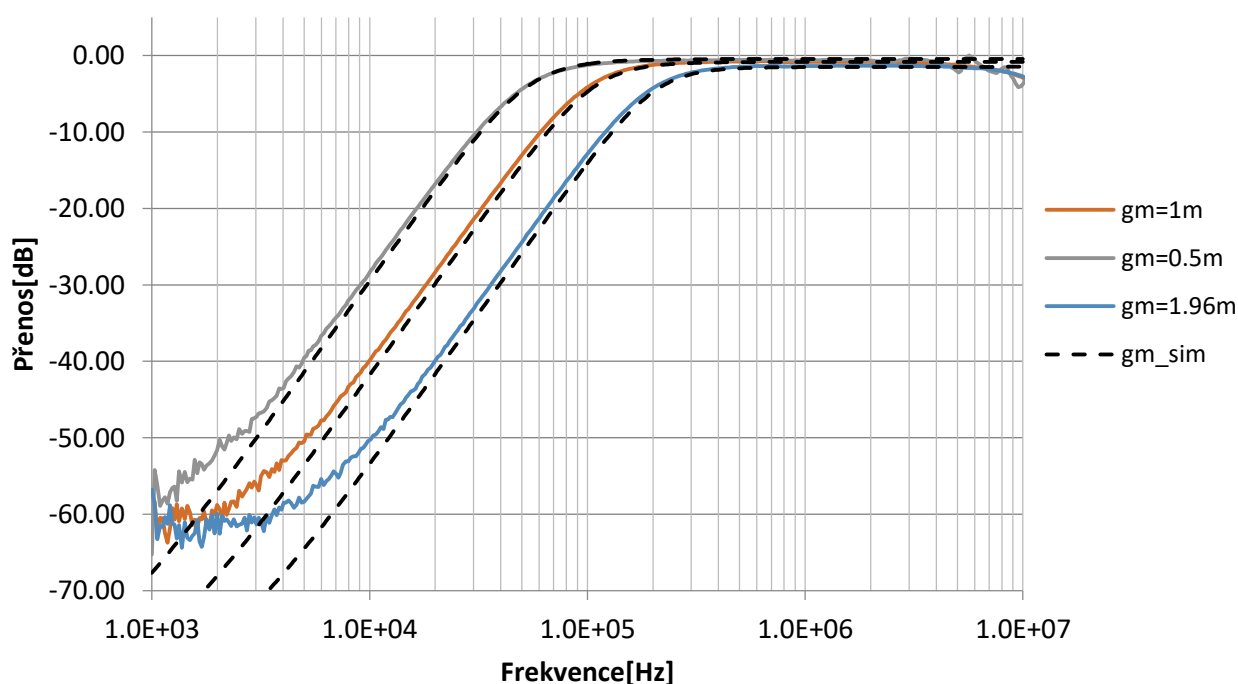
Obr.4.4: Modulová a fázová charakteristika přenosové funkce FČ na mezním kmitočtu 105 kHz.

Z přenosových charakteristik je vidět podobnost mezi měřenými a simulovanými přenosovými funkcemi. Na kmitočtu 4,7 MHz se otočila fáze dolní propusti, protože analyzátor je schopen měřit fázi do  $-180^\circ$ , poté ji překlopí a pokračuje dál od  $+180^\circ$  můžeme říci, že filtr pracuje bez problému až do kmitočtu 5 MHz.

Změnou rezistorů v obvodu se změní transkonduktance operačních zesilovačů, bylo změřena změna transkonduktance pro odpory  $R = 510 \Omega, 1 k\Omega, 2 k\Omega$ . Jejich převrácená hodnota je hodnota transkonduktance, tedy  $g_m = 1.96 mS, 1 mS, 0.5 mS$ . Aby byl zachován činitel jakosti 0.707, byla zachována rovnost  $g_{m1} = g_{m2}$ .

Tabulka 4.1 Změna mezní frekvence v závislosti na transkonduktanci

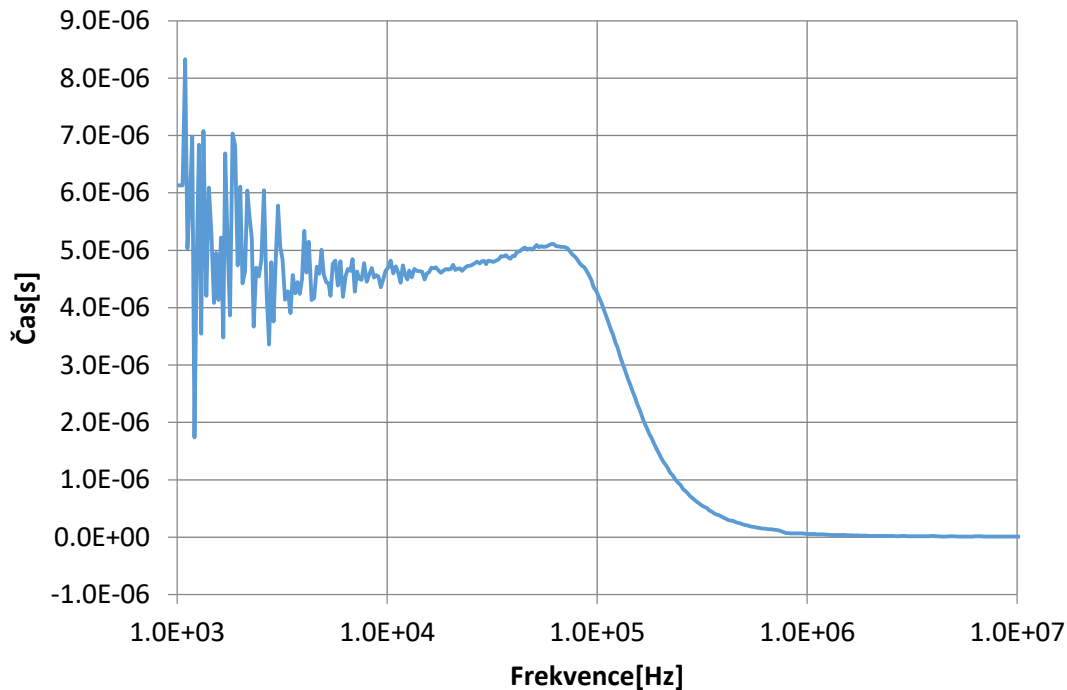
$g_m$ [mS]	1.96	1	0.5
$R$ [ $\Omega$ ]	510	1k	2k
$f_{simulované}$ [kHz]	208	110	57
$f_{změřené}$ [kHz]	197	105	55.4



Obr.4.5: Modulová charakteristika přenosové funkce HP s laděním mezní frekvence.



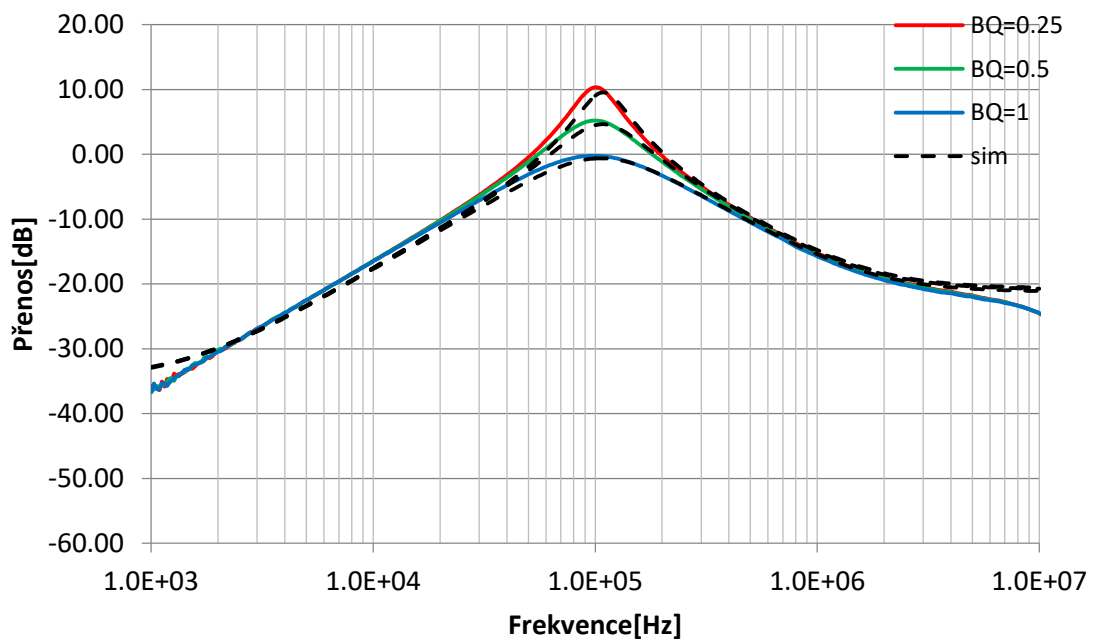
Pro fázovací článek bylo změřeno skupinové zpoždění, které říká, za jak dlouho se dostane signál ze vstupu na výstup.



Obr.4.6: Skupinové zpoždění přenosové charakteristiky FČ.

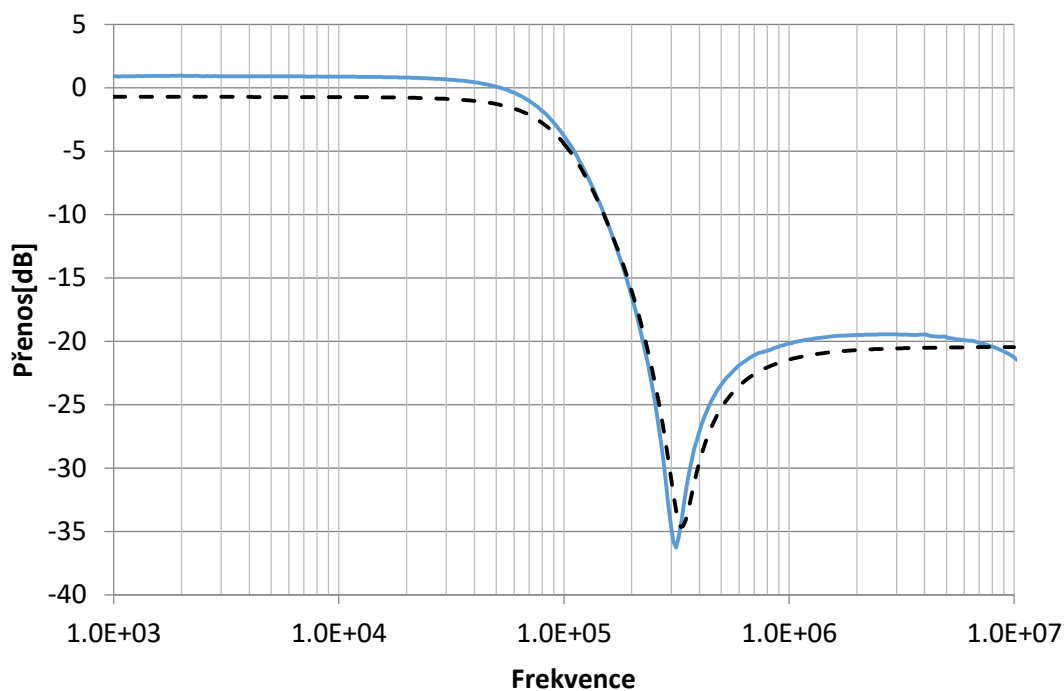
V grafu skupinového zpoždění je vidět velké odchylky až do kmitočtu 10 kHz, dále se filtr chová tak, jak by jsme čekali.

Dále byla změřena změna činitele jakosti při změně zesílení  $B_Q$ . Jak již bylo řečeno, mezi činitelem jakosti a zesílením  $B_Q$  existuje nepřímo úměrný vztah, jak je vidět v grafu níže

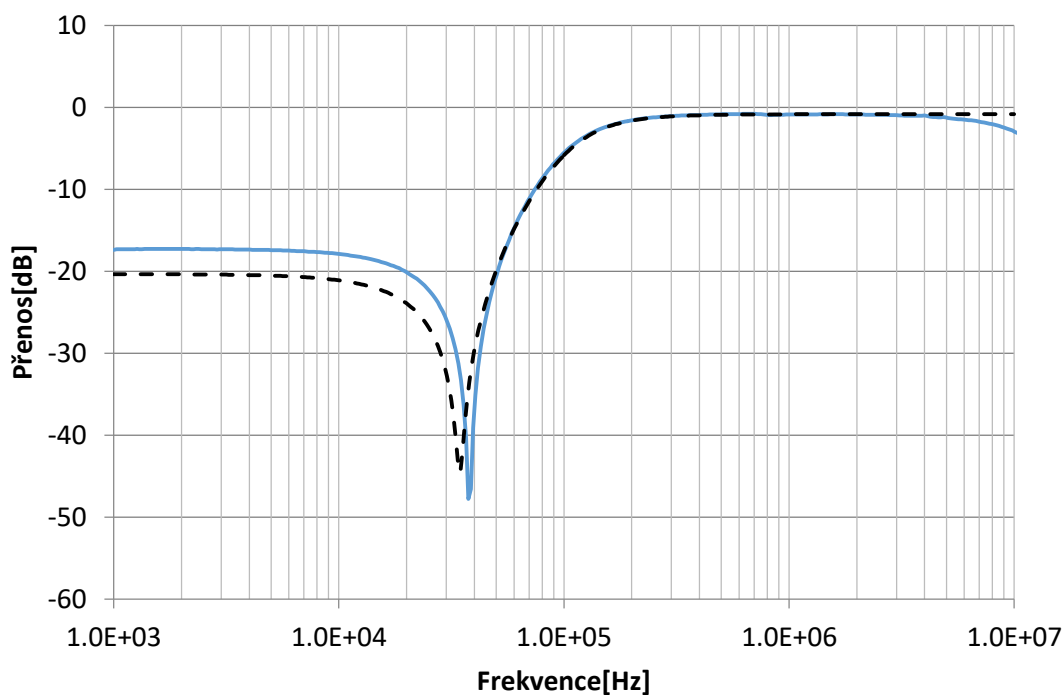


Obr.4.7: Ladění činitele jakosti při změně zesílení  $B_Q$  u pásmové propusti

V obvodu MOTA + BOTA byly změřeny také speciální funkce filtrů horní propust s nulou v přenosu (HPZ) a dolní propust s nulou v přenosu (DPZ). Pro HPZ se nastaví zesílení  $B_1 = 1$  a  $B_3 = 0,1$ . Pro DPZ se nastaví  $B_3 = 1$  a  $B_1 = 0,1$ . Tato zapojení nám poskytnou větší strmost, pokud ji potřebujeme, není tak nutné zapojovat další aktivní prvek. Činitel jakosti byl znovu nastaven na 0,67.



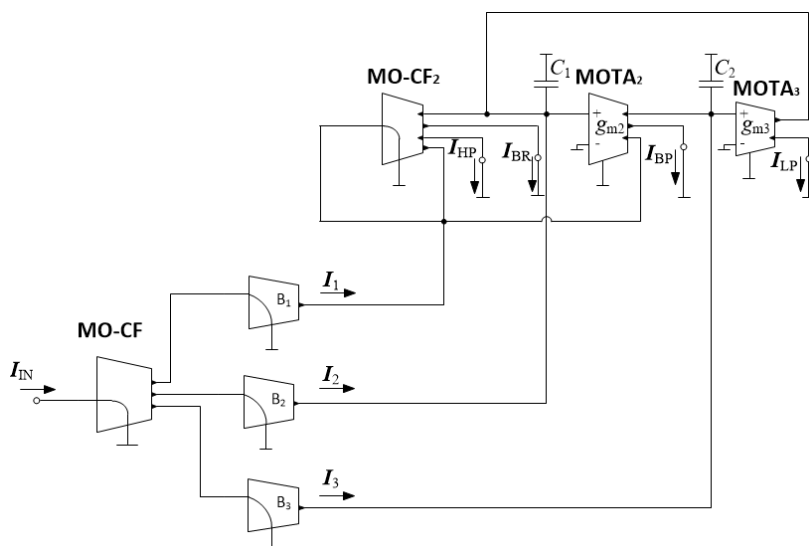
Obr.4.8: Funkce dolní propusti s nulou v přenosu



Obr.4.9: Funkce horní propusti s nulou v přenosu

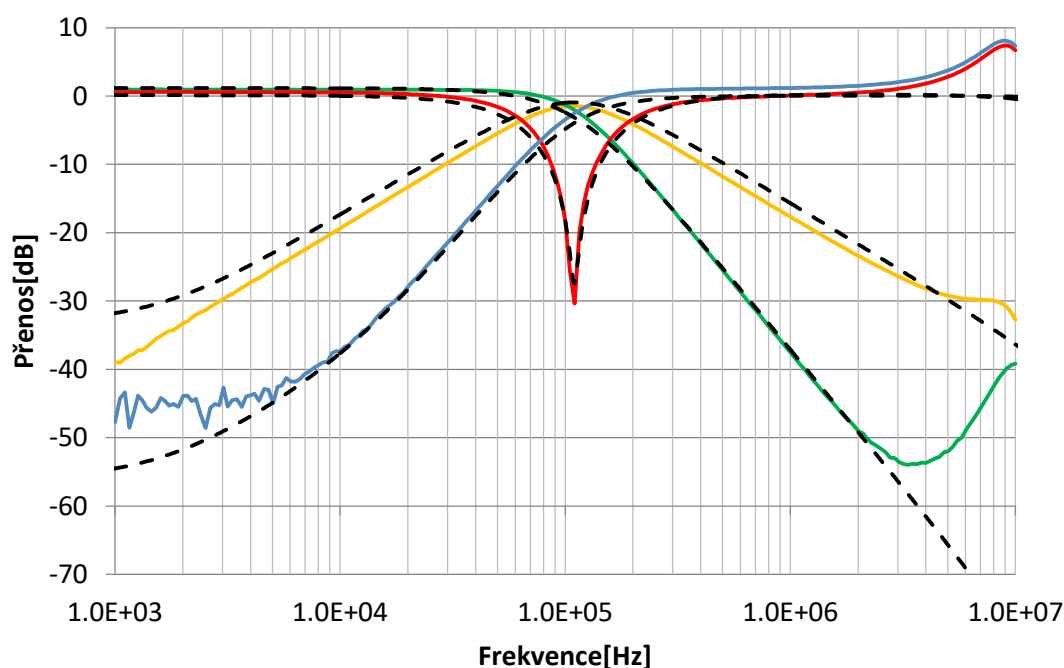
## 4.2 Obvod 2 – 3 MOTA

Na desku byly zapájeny  $1\text{ k}\Omega$  rezistory pro nastavení transkonduktance  $g_{m1} = g_{m2} = 1\text{ mS}$  a pracovní kondenzátory  $1\text{ nF}$  a  $2\text{ nF}$ . Tento obvod pracuje na mezním kmitočtu  $110\text{ kHz}$  s činitelem jakosti  $Q = 0,72$ . Aby obvod fungoval, bylo nutno změnit zapojení prvního UCC z OTA na CF.



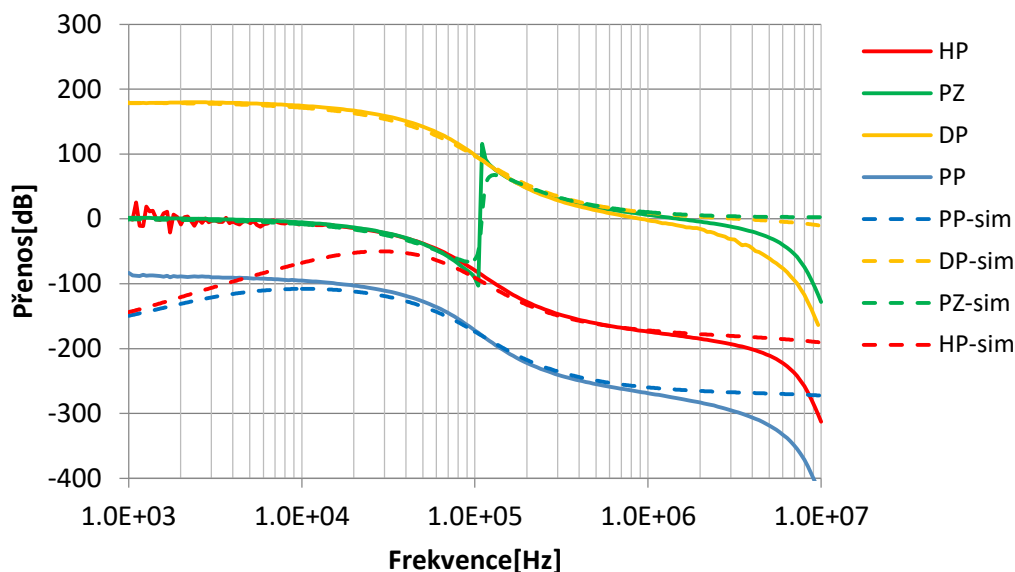
Obr.4.10: Schéma zapojení obvodu 3 MOTA na DPS

Při nastaveném zesílení  $B_1 = 1$  u proudových zesilovačů byly na výstupu změřeny barevné přenosové charakteristiky PP, PZ, DP. Při nastaveném zesílení  $B_1 = 1$  a  $B_2 = 1$  zesilovačů byl na výstupu změřen FČ. Při nastaveném zesílení  $B_1 = 1$  a  $B_3 = 1$  zesilovačů byla na výstupu změřena HP. Pro srovnání se simulacemi byly do grafu vloženy simulované černé čárkované charakteristiky.



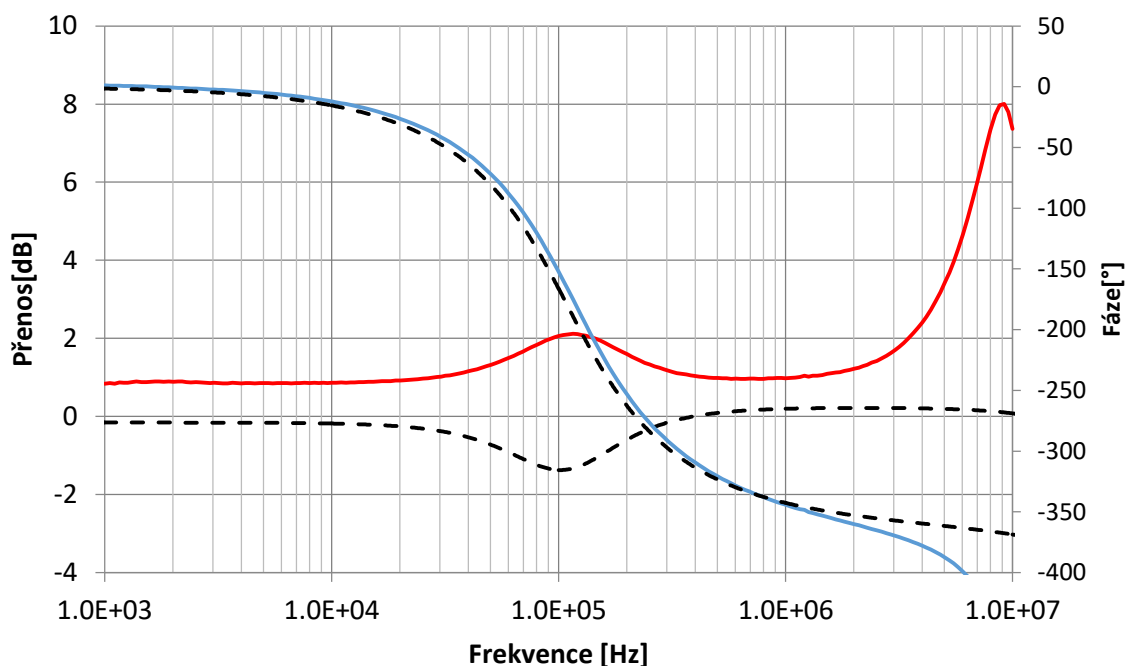
Obr.4.11: Modulová charakteristika přenosových funkcí DP, HP, PP, PZ na mezním kmitočtu  $110\text{ kHz}$

Už na kmitočtu  $4\text{ MHz}$  je vidět jak se v modulové charakteristice projevují parazitní vlastnosti aktivních prvků.



Obr.4.12: Fázová charakteristika přenosových funkcí DP, HP, PP, PZ na mezním kmitočtu 110 kHz

Z fázových charakteristik je vidět, že PP, HP, DP jsou invertující funkce, to odpovídá přenosovým funkcím, které byly zjištěny programem SNAP. Je zde zřejmé zkreslení přenosu HP, které je vidět už i v modulové charakteristice, a odchylka mezi simulovanou a měřenou fází HP na kmitočtech pod 10 kHz.



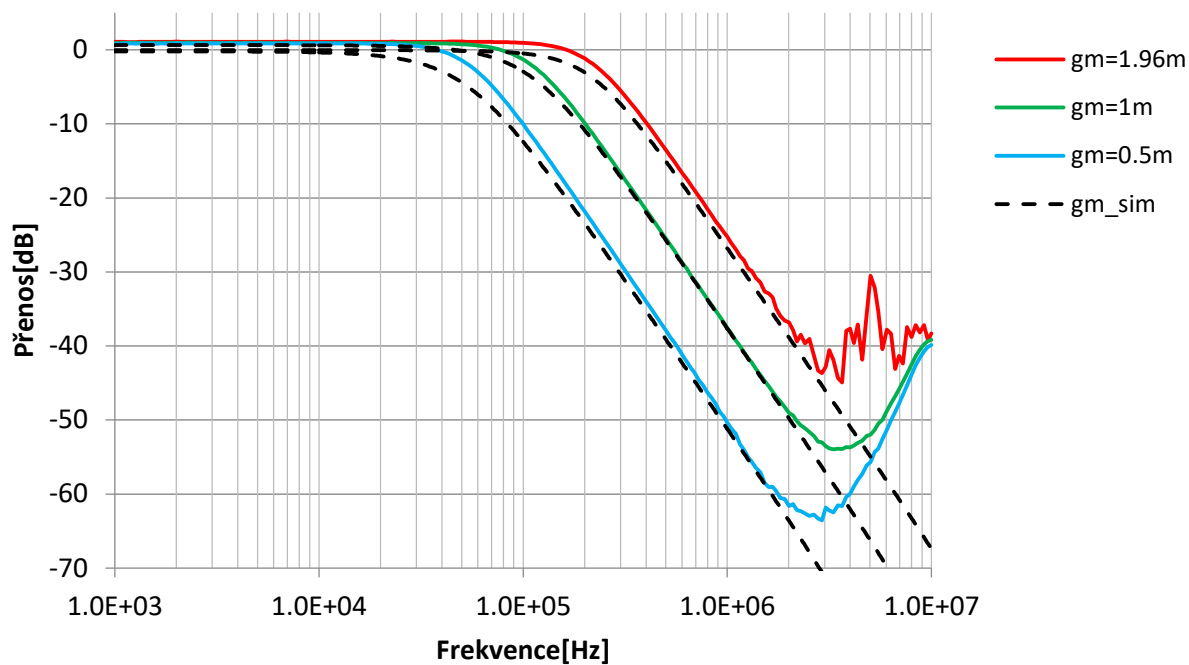
Obr.4.13: Modulová a fázová charakteristika přenosové funkce FČ na mezním kmitočtu 110 kHz.

Z přenosových charakteristik je vidět podobnost mezi měřenými a simulovanými přenosovými funkcemi s výjimkou horní propusti do 6 kHz. Tento obvod lze bez problému používat pro kmitočtové pásmo 6 kHz – 4 MHz.

Změnou rezistorů v obvodu se změní transkonduktance operačních zesilovačů a tím i mezní frekvence filtru, bylo provedeno měření ladění mezní frekvence pro odpory  $R = 510 \Omega, 1 k\Omega, 2 k\Omega$ . Jejich převrácená hodnota je hodnota transkonduktance, tedy  $g_m = 1.96 mS, 1 mS, 0.5 mS$ . Aby byl zachován činitel jakosti 0.707, byla zachována rovnost  $g_{m2} = g_{m3}$ .

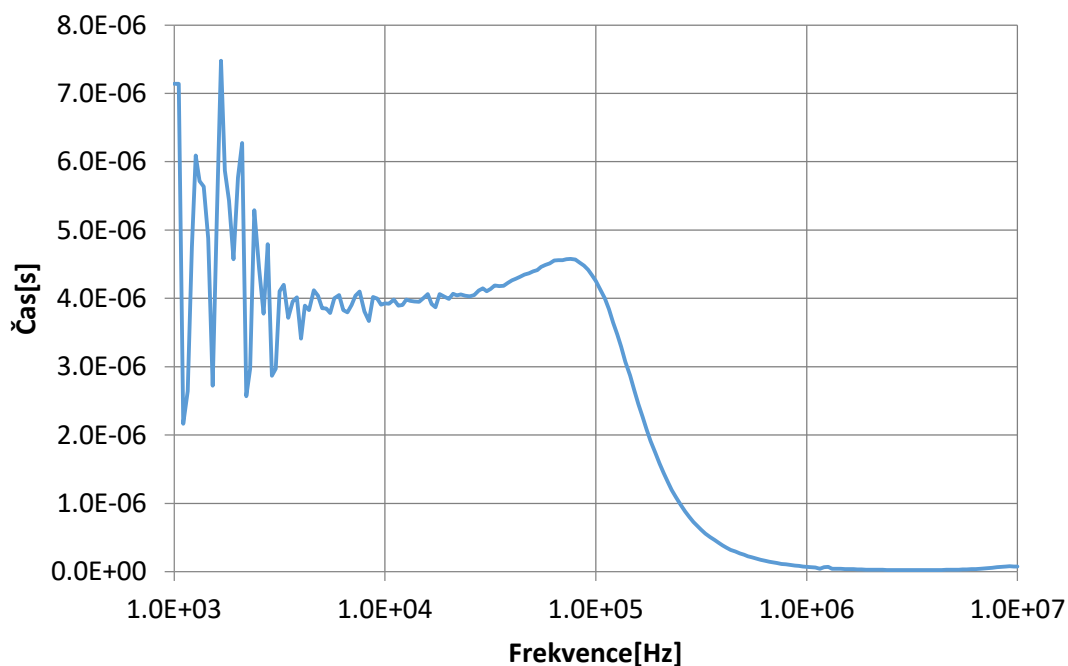
Tabulka 4.2 Změna mezní frekvence v závislosti na transkonduktanci

$g_m$ [mS]	1.96	1	0.5
$R$ [ $\Omega$ ]	510	1k	2k
$f_{simulované}$ [kHz]	210	110	53.1
$f_{změřené}$ [kHz]	219	110	55



Obr.4.14: Modulová charakteristika přenosové funkce DP s laděním mezního kmitočtu.

V dalších měřeních se dále pracuje s transkonduktancí 0,5 mS.

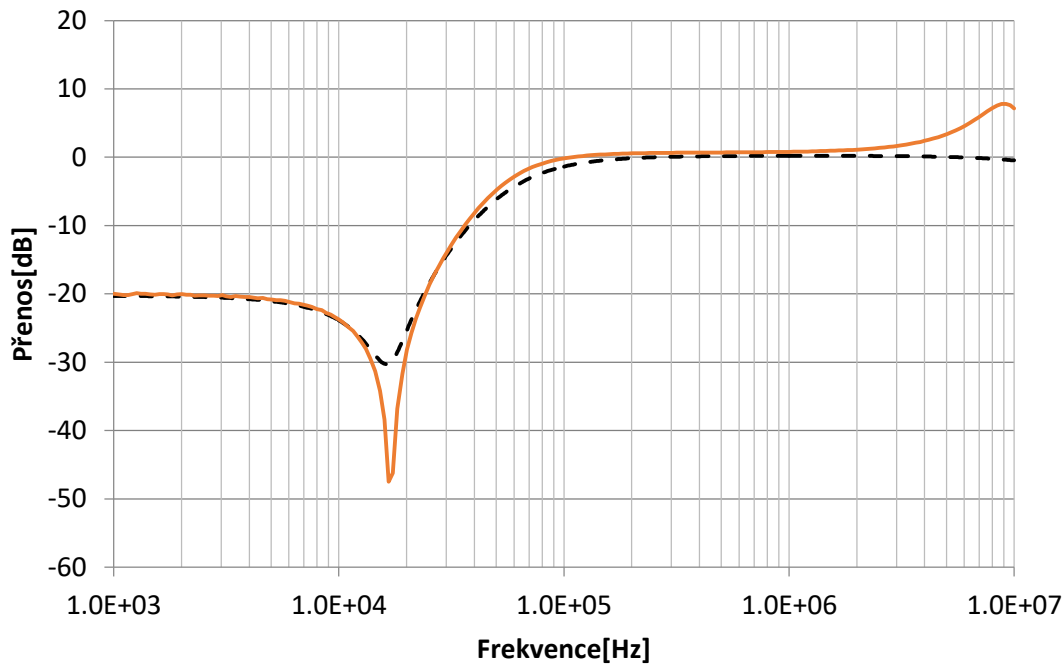


Obr.4.15: Skupinové zpoždění přenosové charakteristiky FČ.

Skupinové spoždění je podobné prvnímu obvodu, čas pro přenos signálu filtrem se neustále mění v rozsahu několika  $\mu s$  až do kmitočtu 10 kHz. Pro člověka je to nepoznatelný rozdíl.

Ladění činitele jakosti by se v obvodu provádělo pomocí dalších prvků, byla by potřeba větší DPS. Filtrační obvod 3 MOTA je dost velký i bez ladění činitele jakosti, nebylo potřeba to provést.

Zesílení je možné nastavit, abychom dostali pouze horní propust s nulou v přenosu. Pro HPZ se nastaví pomocí zesílení  $B_1 = 1$  a  $B_3 = 0,9$ . Transkonduktance zůstala  $g_m = 0,5 \text{ mS}$  a mezní kmitočet 55 kHz.



Obr.4.16: Funkce horní propusti s nulou v přenosu

## 5 Závěr

Diplomová práce se zabývá analýzou elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů s říditelnou změnou přenosové funkce.

V první kapitole je obeznámení se základními znalostmi v oblasti kmitočtových filtrů. Je zde popsáno rozdělení kmitočtových filtrů podle typu přenosové funkce, pracovní režimy obvodu, návrhová metoda grafu signálových toků, která byla použita na všechny obvody v této práci. Je popsán způsob elektronické rekonfigurace přenosové funkce a vliv parazit na obvod.

Druhá kapitola se zabývá aktivními prvky používaných v této práci. Jsou popsány vlastnosti každého aktivního prvku, jeho schématická značka a zjednodušený graf signálových toků.

Třetí kapitola obsahuje návrh pěti elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů v proudovém režimu. Každé je schopné udělat požadovanou přenosovou funkci s pomocí zesílení proudových zesilovačů. Byly odvozeny vzorce pro určení mezního kmitočtu a činitele jakosti, dále byla určena rovnice přenosové funkce pomocí programu SNAP a simulace obvodů byly provedeny v programu OrCAD Pspice. Je graficky zobrazená modulová charakteristika všech přenosových funkcí a vliv transkonduktance operačních transkonduktančních zesilovačů na mezní kmitočet. U každého obvodu byl také graficky zobrazen vliv parazitních vlastností na přenosovou modulovou charakteristiku.

V poslední kapitole bylo popsáno zapojení a měření dvou obvodů. Bylo nutné provést úpravy v obvodech, aby fungovali. Byla graficky zobrazena modulová a fázová charakteristika všech přenosových funkcí, porovnání simulovaných a změřených charakteristik. Bylo provedeno ladění mezních kmitočtů s pomocí transkonduktancí operačních zesilovačů a změřeno skupinové zpoždění fázovacího článku. V prvním bylo provedeno ladění činitele jakosti pomocí zesilovače ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Byly změřeny speciální funkce, které obvody umožňují.

První změřený obvod byl velmi podobný simulovanému, jak je vidět z grafů. Lze ho použít až do kmitočtu 5 MHz, kde se již začali projevovat parazitní impedance a kapacitance operačních zesilovačů.

Ve druhém změřeném obvodu se parazitní impedance operačních zesilovačů projevovali už na malých kmitočtech. Modulová a fázová charakteristika měřeného obvodu má podobnost se simulovaným až od kmitočtu 10 kHz. Tento obvod je možné používat až do 4 MHz, kde se začnou projevovat parazitní impedance.

## Literatura

- [1] HÁJEK, K. Kmitočtové filtry. 1. Vyd. Praha: BEN-technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7
- [2] GAJDOŠ, Adam. *Návrh kmitočtových filtrů s netradičními transkonduktančními prvky* [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014 [cit. 2017-12-14]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/33858>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Jan Jeřábek.
- [3] ZAPLETAL, M. *Plně diferenční kmitočtové filtry s říditelným aktivním prvky* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. 2015.
- [4] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. 1.vyd. Praha : BEN- Technická literature, 2004. ISBN 80-7300-125-X.
- [5] ŽŮREK, Radomil. Využití grafů signálových toků k návrhu diferenčních filtrů [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010 [cit. 2017-12-14]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/4768>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Jan Jeřábek.
- [6] ZBOŘIL, Jan. *Aktivní říditelný kmitočtový filtr v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 31s., 12 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Ing.Lubomír Brančík, CSc.
- [7] BEČVÁŘ D., VRBA L. *Univerzální proudový konvektor*. Elektrevue [online]. 2000, č.7 [cit.2014-1-22]. Dostupné z : <http://www.elektrevue.cz/clanky/00007/index.html>
- [8] LANGHAMMER, Lukáš. *FULLY-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTERS WITH MODERN ACTIVE ELEMENTS*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací.
- [9] KOTON, J., VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. *Elektrevue - Internetový časopis*[online]. 2008, č. 26 [cit. 2012-11-180] Dostupné z : <http://www.elektrevue.cz/cz/download/zobecnene-metody-navrhu-kmitoctovych-filtru/>.
- [10] Herencsar, Norbert & Koton, Jaroslav & Vrba, Kamil & Misurec, Jiri. (2009). A novel current-mode SIMO type universal filter using CFTAs. *Contemporary Engineering Sciences*. 2. 59-66.
- [11] Malek Ramezani, Nima Ahmadpoor, New Current-mode Universal Filter by a Novel Low Voltage Second Generation Current Conveyor, *Microelectronics and Solid State Electronics* , Vol. 2 No. 3, 2013, pp. 52-57. doi: 10.5923/j.msse.20130203.03.



[12] CHEN H.P, CHU P.L. *Universal Electronically Tunable Current-mode Filter Using CCCIs*. Department of Electronic Engineering, De-Lin Institute of Technology, Taiwan, R.O.C. Dostupné z : [https://www.researchgate.net/publication/228628864\\_Universal\\_electronically\\_tunable\\_current-mode\\_filter\\_using\\_CCCIs](https://www.researchgate.net/publication/228628864_Universal_electronically_tunable_current-mode_filter_using_CCCIs)

[13]Gupta, M. (2016) New Single Input Multiple Output Type Current Mode Biquad Filter Using OTAs. *Circuits and Systems*, **7**, 231-238. <http://dx.doi.org/10.4236/cs.2016.74022>

## Seznam symbolů a zkratk

B	Proudové zesílení
BOTA	Dvou-výstupový operační transkonduktanční zesilovač
C	Kondenzátor
CC	Proudový konvektor
CE	Charakteristická rovnice
CFTA	Proudově sledovací transkonduktanční zesilovač
CM	Proudový mód
DP	Dolní propust
FČ	Fázovací člen
$f_m$	Charakteristický kmitočet
G	Vodivost
$g_m$	Transkonduktance
HP	Horní propust
iDP	Invertující dolní propust
iFČ	Invertující fázovací člen
iHP	Invertující horní propust
iPZ	Invertující pásmová zadrž
K	Přenos
M-C grafy	Masonovy-Coatesovy grafy
MOTA	Více-výstupový operační transkonduktanční zesilovač
MO-CFTA	Více-výstupový proudově sledovací transkonduktanční zesilovač
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač
PZ	Pásmová zadrž
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
SIMO	Single input - Multiple output
UCC	Univerzální proudový konvektor
VM	Napěťový mód
Y	Admitance
Z	Impedance
ZC-CFTA	Z kopírující proudově sledovací transkonduktanční zesilovač
$\omega_0$	Úhlový kmitočet

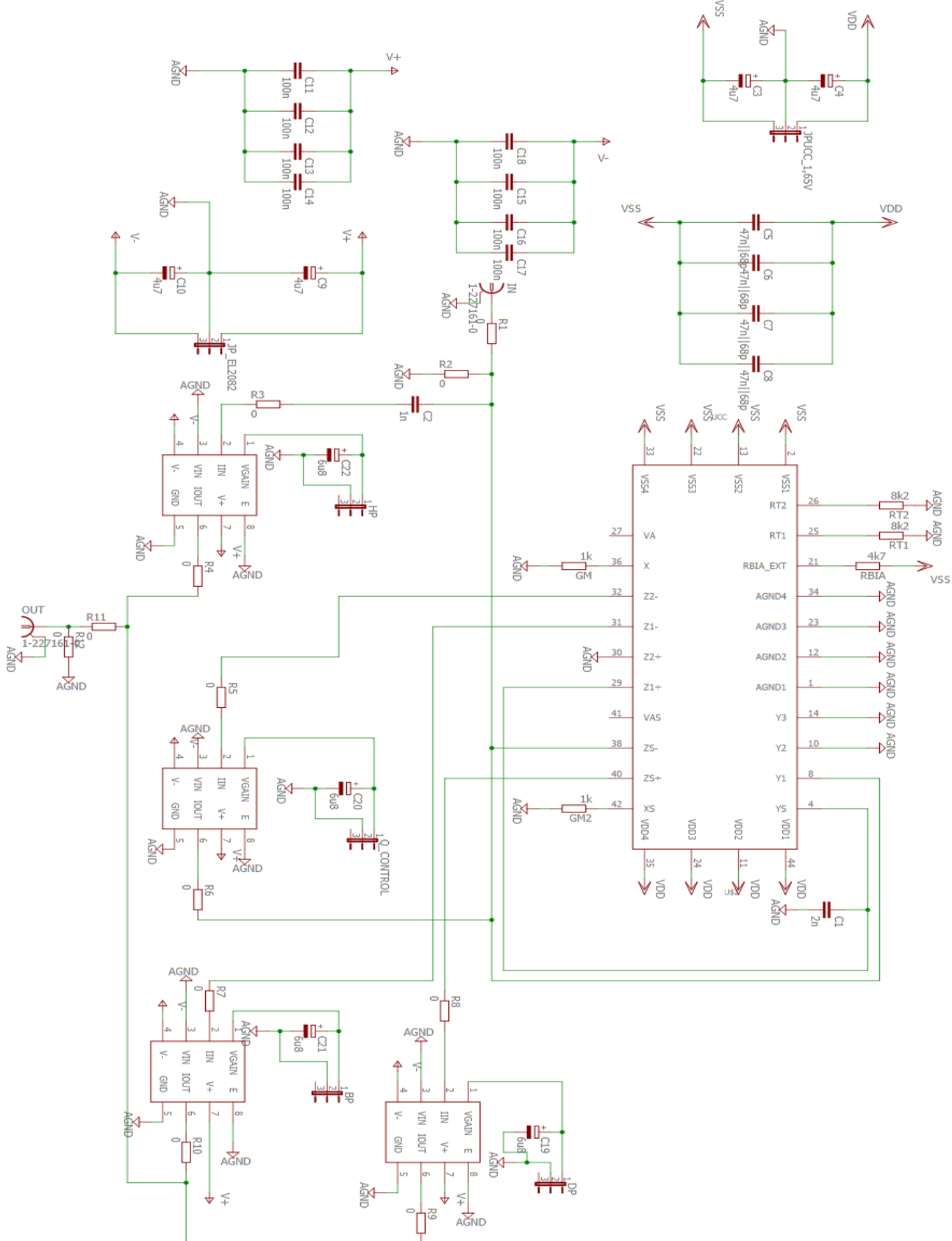
## Seznam příloh

Příloha A - schéma realizovaného obvodu MOTA + BOTA a navržené desky

Příloha B - schéma realizovaného obvodu 3 MOTA a navržené desky

Příloha C - příloha na CD

## Příloha A - Schéma realizovaného obvodu MOTA + BOTA

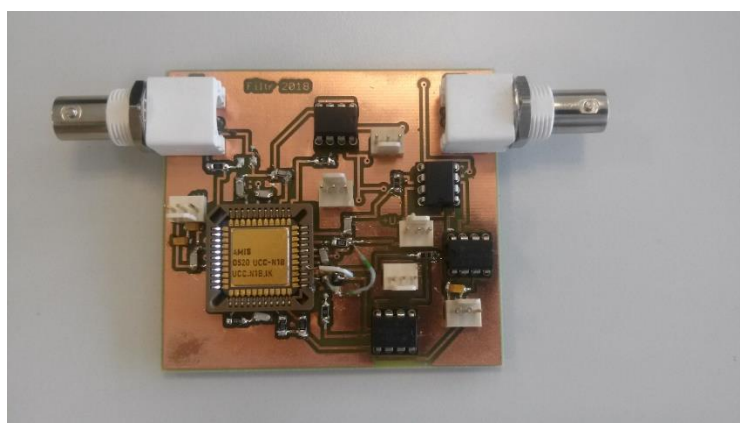


**Obr. A.1: Schéma zapojení kmitočtového filtru MOTA + BOTA s čipy UCC-N1B a 4x EL2082**

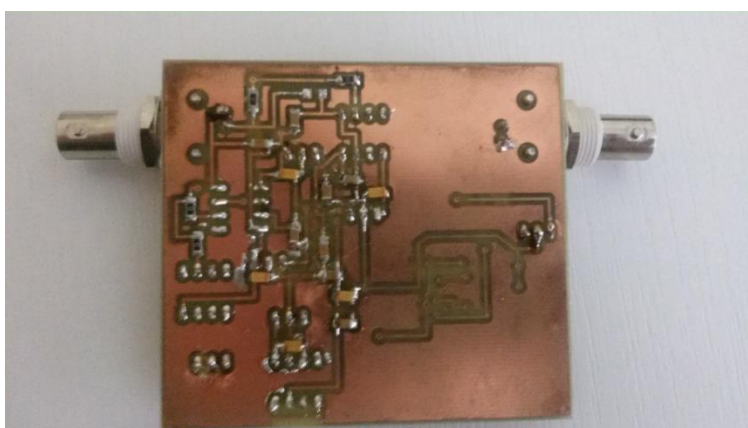


Tabulka A.1 Použité součástky v obvodu MOTA + BOTA

součástka	hodnota	pouzdro
C1	1nF	C1206
C2	2nF	C1206
C3,C4,C9,C10	4,7uF	SMC-A
C5-8	47nF	C1206
C11-18	100nF	C1206
C19-22	6,8uF	SMC-A
IN,OUT		AMP_227161
4xEL2082		DIL08
U\$2		PLCC44S
Jumper-DP,BP,HP	1V	JP2
Jumper-Q_control	0-1V	JP2
Jumper-JP_EL2082	5V	JP2
Jumper-JPUCC	1,65V	JP2
R1-12	0 $\Omega$	R1206
RBIA	4,7 k $\Omega$	R1206
RT1,RT2	8,2 k $\Omega$	R1206
GM,GM2	1 k $\Omega$	R1206

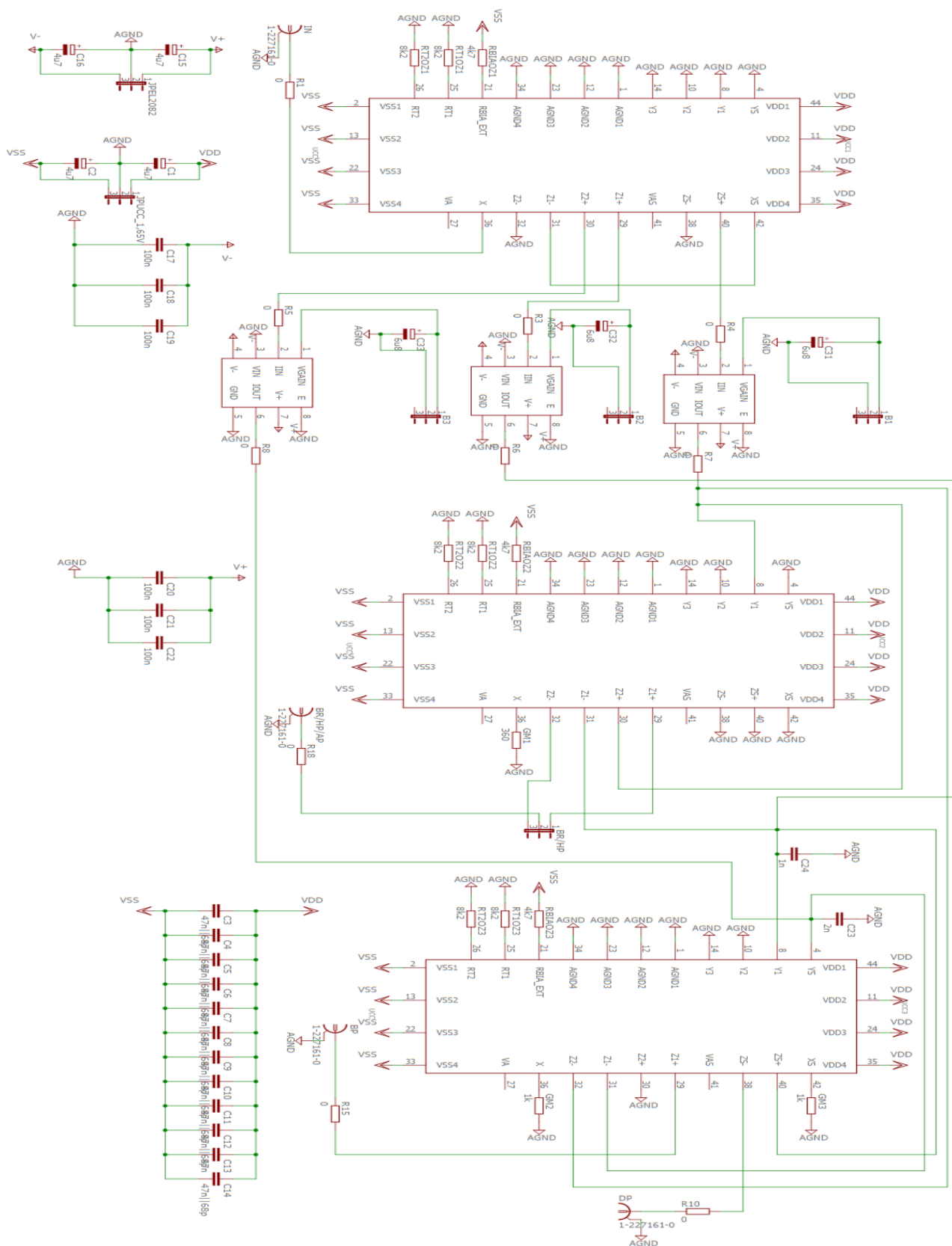


Obr. A.4: Vrchní strana desky MOTA + BOTA (fotka)

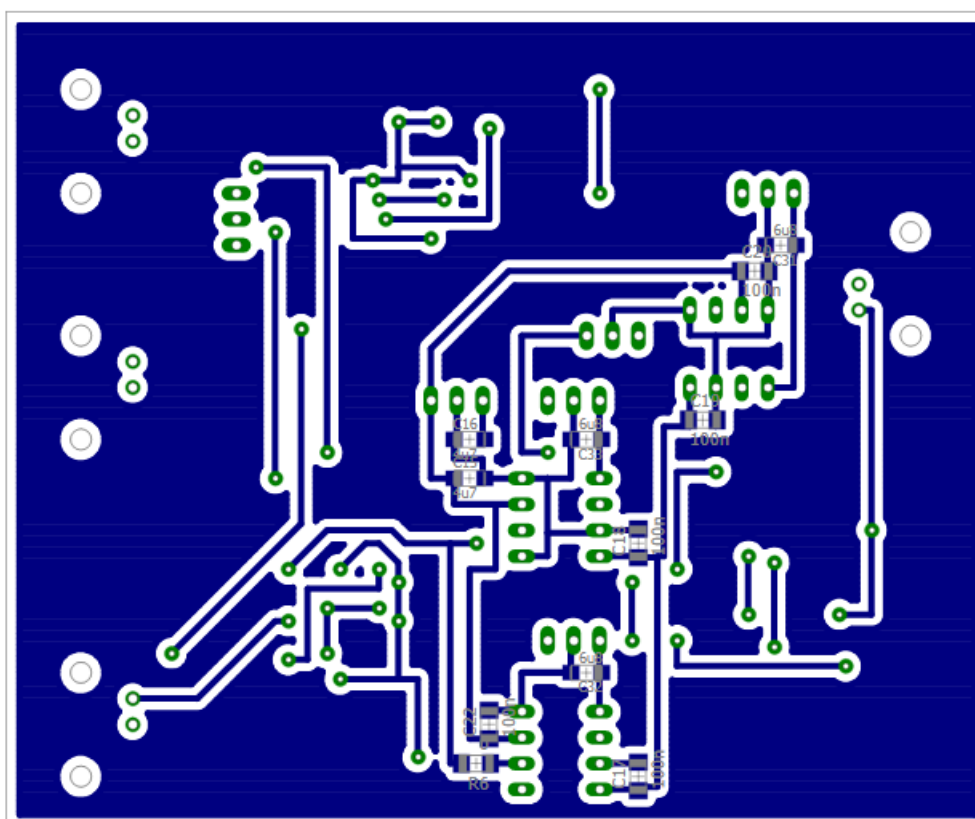
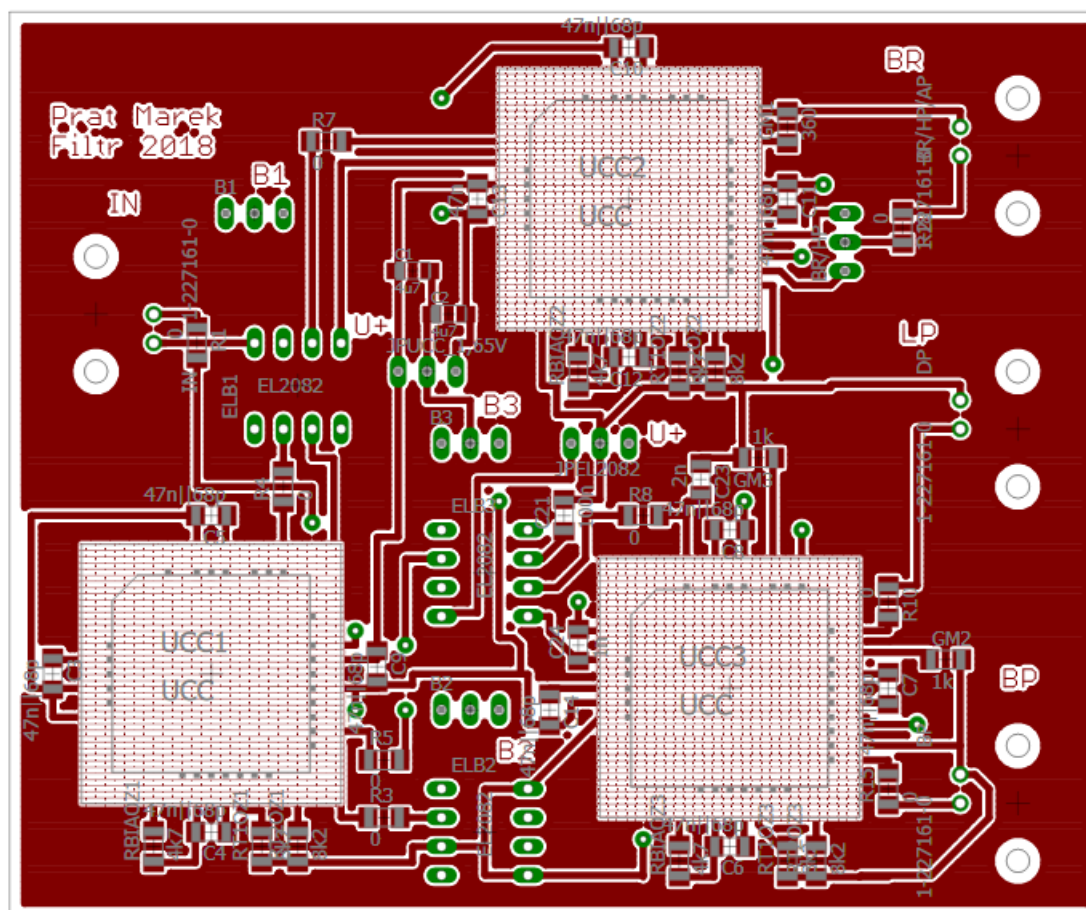


Obr. A.5: Spodní strana desky MOTA + BOTA (fotka)

## Příloha B - schéma realizovaného obvodu 3 MOTA



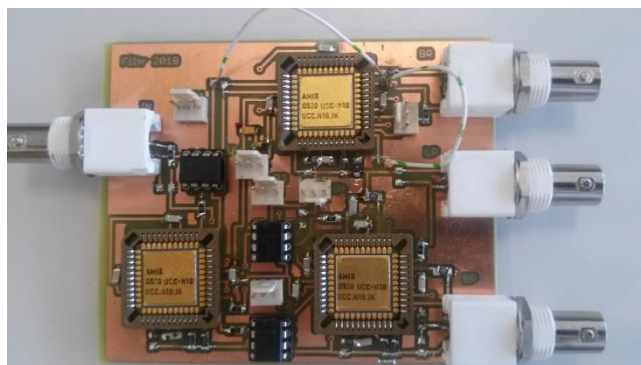
Obr. B.1: Schéma zapojení kmitočtového filtru 3 MOTA s čipy UCC-N1B a 3x EL2082



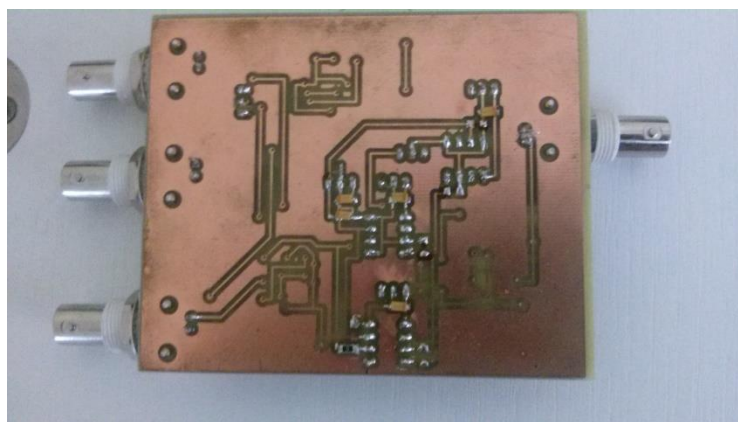


Tabulka B.1 Použité součástky v obvodu 3 MOTA

součástka	hodnota	pouzdro
C24	1nF	C1206
C23	2nF	C1206
C1,C2,C15,C16	4,7uF	SMC-A
C3-14	47nF	C1206
C17-22	100nF	C1206
C31-33	6,8uF	SMC-A
IN,OUT		AMP_227161
3xEL2082		DIL08
UCC1-3		PLCC44S
Jumper-B1,B2,B3	1V	JP2
Jumper-JP_EL2082	5V	JP2
Jumper-JPUCC	1,65V	JP2
Jumper-BR/HP		JP2
R1,R3-8,R10,R15,R18	0 $\Omega$	R1206
RBIAOZ1,RBIAOZ2	4,7 k $\Omega$	R1206
RBIAOZ3	4,7 k $\Omega$	R1206
RT1OZ1,RT2OZ1	8,2 k $\Omega$	R1206
RT1OZ2,RT2OZ2	8,2 k $\Omega$	R1206
RT1OZ3,RT2OZ3	8,2 k $\Omega$	R1206
GM1,GM2,GM3	1 k $\Omega$	R1206



Obr. B.4: Vrchní strana desky 3 MOTA (fotka)



Obr. B.5: Spodní strana desky 3 MOTA (fotka)

## **Příloha C - přílohy na CD**

Ve složkách se nachází :

- DP- Diplomová práce ve formátu PDF
- EAGLE- Schéma a DPS navržené v programu Eagle
- Měření- Dva sešity excel se změřenými hodnotami z obou desek
- SNAP- Navržené obvody v programu SNAP
- ORCAD- Navržené obvody v programu ORCAD 16.6
- VISIO- Všechny obrázky, použité v této práci, nakreslené v programu VISIO